



ELECTRONICA APLICATA

G. BĂJEU
GH. STANCU

GENERATOARE DE SEMNALE SINUSOIDALE

Au apărut:

- R. Boconicios, I. Diaconescu — *Voltmetre electronice.*
R. Popescu — *Frecvențmetrele electronice.*
R. Andreescu — *Generatoare de semnal.*
C. Negoită, M. Ivan — *Aparate electronice pentru măsurarea mărimilor geometrice.*
V. Malcoci — *Aparate electronice pentru măsurarea parametrilor rezistențelor, bobinelor și condensatoarelor.*
St. Boboc — *Aparate electronice pentru măsurarea maselor, forțelor și cuplurilor.*
I. Mateescu, I. Mateescu — *Osciloscopul.*
A. Goncearov — *Înregistrarea magnetică a imaginii.*
Th. Nicolau, I. Apostol — *Umidimetre electronice.*
H. Sinnreich, A. Vasilescu — *Transmisiuni cu modulația impulsurilor în cod.*
Gh. Boldea — *Localizarea deranjamentelor din cablurile de telecomunicații.*
A. Barna — *Amplificatoare operaționale.*
I. Feier ș.a. — *Dioda Zenner. Aplicații.*
T. Wilmore — *Electronica fizică. Întrebări și răspunsuri.*
L. Ibbotson — *Telecomunicații. Întrebări și răspunsuri.*
R. Barker — *Electronica aplicată. Întrebări și răspunsuri.*
P. Constantin, R. Ovidiu — *Tranzistoare unijonctiune.*
A. Manea, M. Scărlătescu — *Aparate electronice pentru protecția muncii.*
E. Sofron, Șt. Târâcă — *Dispozitive optoelectronice cu cristale lichide.*
Al. Popescu, A. Nica — *Aparate electronice pentru măsurări industriale.*
G. Antonescu — *Dispozitive semiconductoare pentru microunde.*
R. Oberman — *Numărătoare electronice.*
I. Marghescu, Gh. Bădescu — *Transmiterea discretă a semnalelor.*

G. BĂJEU

GH. STANCU

GENERATOARE DE SEMNALE SINUSOIDALE

ed. II-a revizuită și completată



EDITURA TEHNICĂ
B u c u r e ș t i - 1 9 7 9

Control științific: Prof. dr. ing. M. Săvescu
Redactor: ing. Smaranda Dimitriu
Tehnoredactor: Maria Trăsnea
Coperta seriei: Simona Niculescu

*Bun de tipar: 16.12.1978. Coli de tipar: 18,25.
Planșe: 2. Tiraj: 15 500+60 ex. broșate.
C.Z.: 621.373.42.*

Tiparul executat sub comanda nr. 281,
la Întreprinderea Poligrafică „Crișana”,
Oradea, str. Moscovei nr. 5.
Republica Socialistă România



Prefață

În contextul realizării cincinalului revoluției tehnico-științifice, al afirmării largi a cuceririlor celor mai avansate ale cunoașterii în toate ramurile și sectoarele economiei românești, această lucrare își propune să-și aducă contribuția la îndeplinirea programului de modernizare și ridicare a nivelului tehnic și calitativ al industriei noastre.

În acest sens, lucrarea conține metodele de calcul și realizările cele mai recente din domeniul generatoarelor de audio și de radiofrecvență.

În primul capitol sînt tratate elementele de circuit utilizate în generatoarele de semnale sinusoidale (rezistențe, bobine, condensatoare). Avînd în vedere că bobinele de radiofrecvență utilizate în circuitele oscilatoarelor trebuie să fie realizate practic la parametri impuși de schema aleasă, s-a insistat îndeosebi asupra metodelor de calcul și realizării fizice a acestor bobine. Pentru rezistențe și condensatori s-au indicat procedee de alegere dintre diferitele tipuri existente în fabricație, în vederea satisfacerii performanțelor cerute oscilatoarelor. În continuare, sînt prezentate metodele de calcul ale oscilatoarelor de audiofrecvență cu rețea de defazare, cu rețea Wien și cu rețea dublu T. Aceste tipuri de oscilatoare sînt realizate cu tranzistoare cu efect de cîmp și cu amplificatoare operaționale integrate. În plus au mai fost descrise și metodele de obținere a unor semnale sinusoidale cu ajutorul generatoarelor de funcții. Cu ajutorul acestor generatoare, se pot obține semnale sinusoidale de frecvențe foarte joase care nu pot fi obținute cu alte tipuri de oscilatoare de audiofrecvență.

În alt capitol este dată metoda originală de calcul elaborată de ing. George Băjeu [71], [72] pentru oscilatoarele de radiofrecvență de tip Hartley, Colpitts, Clapp cu circuit acordat în colector sau drenă, cu circuit acordat în bază sau grilă și cu circuit acordat în emitor sau sursă. Aceste tipuri de oscilatoare sînt tratate pentru fiecare din modurile de conectare a tranzistorului bipolar sau cu

efect de cîmp în circuit: în montaj emitor comun sau sursă comună, în montaj bază comună sau grilă comună, în montaj colector comun sau drenă comună.

Pînă în prezent în literatura de specialitate metoda de calcul a oscilatoarelor de radiofrecvență s-a bazat pe utilizarea parametrilor hibridi ai tranzistorului măsurați la înaltă frecvență. Deoarece în ultima vreme s-au impus parametrii admitanță de înaltă frecvență ai tranzistorului, metoda de calcul originală se bazează pe utilizarea acestor parametri.

Au fost prezentate apoi metode de calcul a oscilatoarelor realizate cu diode tunel, cu cristale de cuarț și cu diode varicap. Pentru toate tipurile de oscilatoare s-a tratat stabilitatea frecvenței și amplitudinii semnalului generat.

Într-un capitol separat sînt descrise elementele auxiliare ale oscilatoarelor: etajul separator, etajul modulator, atenuatorul calibrat, voltmetrul și modulometrul electronic, etajul de formare a semnalelor dreptunghiulare și sursele de alimentare. Elementele auxiliare au fost prezentați în mod succint în scopul punerii la dispoziția cititorilor a unor metode rapide de calcul a acestora.

În lucrare sînt date formule de calcul de proiectare și nomograme realizate pe baza acestor formule în scopul efectuării unui calcul mai rapid.

Sînt prezentate apoi scheme de oscilatoare și generatoare de semnale sinusoidale realizate practic. În încheiere sînt indicate metodele de reglare și etalonare a acestor generatoare.

Autorii

CUPRINS

Prefață

Capitolul 1 — Generalități	9
1.1. Clasificări și caracteristici	9
1.2. Elemente de circuit utilizate în generatoarele de semnale sinusoidale (rezistențe, bobine, condensatoare)	12
1.3. Principiul de funcționare al unui oscilator sinusoidal	26
Capitolul 2 — Oscilatoare de audiofrecvență	29
2.1. Principiul de funcționare al unui oscilator RC	29
2.2. Oscilatoare cu rețea de defazare	29
2.2.1. Rețea de defazare	29
2.2.2. Oscilatoare cu rețea de defazare cu tranzistoare bipolare	33
2.2.3. Oscilatoare cu rețea de defazare cu tranzistoare cu efect de câmp	40
2.3. Oscilatoare cu rețea Wien	49
2.3.1. Rețea Wien	49
2.3.2. Oscilatoare cu rețea Wien cu tranzistoare bipolare	53
2.3.3. Oscilatoare cu rețea Wien cu tranzistoare cu efect de câmp	70
2.3.4. Stabilitatea frecvenței și amplitudinii oscilațiilor	73
2.4. Oscilatoare cu rețea dublu T	76
2.4.1. Rețea dublu T	76
2.4.2. Oscilatoare cu rețea dublu T cu tranzistoare bipolare	85
2.4.3. Oscilatoare cu rețea dublu T cu tranzistoare cu efect de câmp	85
2.4.4. Stabilitatea frecvenței oscilațiilor	87
2.5. Oscilatoare cu amplificatoare operaționale integrate	89
2.5.1. Oscilatoare cu rețea de defazare	90
2.5.2. Oscilatoare cu rețea Wien	91
2.5.3. Oscilatoare cu rețea dublu T	97
2.5.4. Oscilator în cuadratură	98
2.6. Generatoare de funcții	100
Capitolul 3 — Oscilatoare de radiofrecvență	120
3.1. Circuitul oscilant derivație	120
3.2. Principiul de funcționare al unui oscilator LC	126
3.3. Oscilatoare LC cu reacție	129
3.3.1. Oscilatoare LC în montaj emitor comun sau sursă comună și în montaj colector comun sau drenă comună	129
3.3.2. Oscilatoare LC în montaj bază comună sau grilă comună	145
3.4. Oscilatoare LC cu rezistență negativă (diodă tunel)	158

1. GENERALITĂȚI



1.1. Clasificări și caracteristici

Generatoarele de semnale sinusoidale acoperă un domeniu de frecvențe cuprins între 10^{-3} Hz și 100 MHz. Acest domeniu de frecvențe este acoperit de două mari categorii de generatoare: generatoare de audiofrecvență și generatoare de radiofrecvență.

Principalele caracteristici ale unui generator sînt următoarele: domeniul de frecvențe, stabilitatea frecvenței semnalului de ieșire, mărimea amplitudinii semnalului generat pe impedanța de sarcină și stabilitatea acestei amplitudini, coeficientul de distorsiuni neliniere al semnalului de ieșire.

Generatoarele de semnal sinusoidal de joasă frecvență sînt larg utilizate în echipamentele de telecomunicații, automatizări, aparatură electromedicală și de cercetare, precum și în laboratoarele de măsură și control a aparatelor electronice, la ridicarea caracteristicilor de frecvență ale amplificatoarelor și filtrelor de joasă frecvență, la modularea generatoarelor de radiofrecvență, la alimentarea punților de măsurare a inductanțelor și capacităților etc. Aceste generatoare se întîlnesc, de obicei, în literatura de specialitate sub denumirea de generatoare de audiofrecvență, cu toate că ele funcționează într-un domeniu de frecvențe mai larg decît domeniul frecvențelor auzibile.

Generatoarele de audiofrecvență pot fi împărțite în trei mari categorii: generatoare *LC*, generatoare interferențiale și generatoare *RC*. La generatoarele *LC* circuitul care determină frecvența de oscilație este format dintr-o inductanță și o capacitate. Acest tip de generator prezintă avantajul unei construcții simple și a unei selectivități ridicate, fapt ce îl face să fie foarte mult utilizat în domeniul frecvențelor radio. În domeniul frecvențelor audio sînt necesare inductanțe și capacități mari, greu de realizat și neeconomice. De asemenea, se obține un factor de calitate de o valoare mult mai mică, ceea ce va duce la o scădere a stabilității frecvenței și la o

creștere a distorsiunilor semnalului generat. La aceste generatoare, frecvența se modifică cu $\frac{1}{\sqrt{\Delta c}}$ deci cu un condensator variabil de 1 000 pF se obține un raport de frecvențe de maximum 1 : 4, deoarece la capacitatea inițială (≈ 10 pF) a condensatorului variabil se adaugă capacitatea parazită mare (≈ 50 pF) a bobinei. În plus este dificil de obținut un semnal nedistorsionat în tot domeniul de frecvențe audio. În practică, generatoarele LC se folosesc numai ca generatoare de frecvență fixă.

Un generator interferențial este format din două oscilatoare de radiofrecvență cu circuite acordate LC, unul de frecvență fixă și altul de frecvență variabilă. Aceste frecvențe se amestecă într-un element neliniar, la ieșirea lui selectându-se diferența acestor frecvențe. Frecvențele sînt alese astfel, încît diferența lor să acopere domeniul frecvențelor audio. Principalul avantaj al acestor generatoare constă în faptul că se poate acoperi în mod continuu întregul domeniu de frecvențe audio. Totuși, și aceste tipuri de generatoare prezintă o serie de neajunsuri, cum ar fi: stabilitatea insuficientă a frecvenței, deoarece o variație relativ mică a frecvenței unuia dintre oscilatoare va produce o variație mare a frecvenței audio a semnalului de ieșire, pericolul sincronizării forțate a unui oscilator de către celălalt, coeficientul de distorsiuni relativ mare al semnalului de ieșire, care rezultă datorită armonicelor introduse de elementul neliniar de amestec a celor două semnale, precum și complexitatea schemei unui asemenea aparat care contribuie la mărirea costului și a dimensiunilor acestuia.

Toate neajunsurile sînt înlăturate de generatoarele RC, la care frecvența de oscilație este determinată de o rețea formată din rezistențe și capacități. Aceste generatoare prezintă parametri superiori celorlalte tipuri de generatoare de audiofrecvență, ele avînd o schemă relativ simplă și un cost redus. Domeniul de frecvențe ce poate fi acoperit de generatoarele RC se întinde de la 10^{-3} Hz pînă la circa 10 MHz. La aceste generatoare, spre deosebire de generatoarele LC, frecvența semnalului variază invers proporțional cu valorile de acord R și C , factorul de acoperire al unei benzi de frecvență putînd fi de 1 : 10. Stabilitatea frecvenței semnalului generat este foarte mare față de celelalte tipuri de generatoare de audiofrecvență, datorită înaltei stabilități a elementelor rețelei (rezistențe și condensatoare) și utilizării unei reacții negative foarte puternice, care stabilizează parametrii tranzistoarelor. În practică se poate obține o stabilitate procentuală a frecvenței $\left(\frac{\Delta f}{f} 100\right)$ mai bună de 1%. Coeficientul de distorsiuni al semnalului de ieșire, de-

finit ca raportul dintre valoarea eficace a armonicilor și valoarea eficace a componentei fundamentale $\left(\frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots}}{U_1}\right)$ este mai mic de 1%.

Stabilitatea amplitudinii semnalului de ieșire este mai mică de 5%, datorită aplicării unei reacții negative foarte puternice.

Un generator de audiofrecvență poate să cuprindă următoarele etaje: oscilatorul, etajul separator cu atenuatorul calibrat de la ieșire, voltmetrul electronic și redresorul pentru alimentarea generală a aparatului.

Generatoarele de semnal sinusoidal de radiofrecvență sînt mult utilizate în echipamentele de telecomunicații, de telecomandă, medicale și de cercetare, precum și în laboratoarele de măsurare și control ale aparatelor electronice, la etalonarea gamelor de frecvență ale radioreceptoarelor, la măsurarea sensibilității și selectivității acestora, a distorsiunilor de neliniaritate etc.; de asemenea, sînt utilizate la măsurarea elementelor de circuit L, R, C , în punțile de radiofrecvență, în Q -metre etc. Domeniul de frecvențe al acestor generatoare se întinde de la 100 kHz la 100 MHz.

Un generator de radiofrecvență poate să cuprindă următoarele etaje: oscilatorul, etajul separator, etajul modulator, atenuatorul calibrat de la ieșire, voltmetrul electronic și sursa de alimentare generală a aparatului.

Oscilatoarele de radiofrecvență se împart în două mari categorii: oscilatoare cu circuite oscilante LC și oscilatoare cu elemente ne-electrice (piezoelectrice). La rîndul lor, oscilatoarele LC pot fi împărțite în: oscilatoare LC cu reacție și oscilatoare LC cu rezistență negativă (diodă tunel).

Oscilatorul poate fi realizat cu frecvență de oscilație fixă sau variabilă. Cu un condensator variabil obișnuit, care are o capacitate maximă de 500 pF, se poate obține un coeficient de acoperire a

unei game de frecvențe $\frac{f_{max}}{f_{min}} = \sqrt{\frac{C_{max}}{C_{min}}} = 3$, deoarece la capacitatea mi-

nimă de 10 pF a condensatorului variabil se adaugă capacitățile parazite de aproximativ 30—40 pF ale montajului. Pentru obținerea unui semnal mare pe sarcină se pot utiliza tranzistoare de putere sau se poate amplifica semnalul generat cu un etaj suplimentar de amplificare. Stabilitatea frecvenței unui oscilator depinde în principal de variațiile temperaturii mediului ambiant, ale tensiunilor de alimentare și ale impedanței de sarcină a oscilatorului. În practică se poate obține o stabilitate a frecvenței în domeniul 10^{-3} — 10^{-8} . Conținutul de armonici poate fi apreciat prin coeficientul de distorsiuni neliniare. În practică se poate obține un semnal cu un coeficient de distorsiuni de circa 3%.

La obținerea acestor caracteristici o importanță deosebită o are circuitul oscilant utilizat. De aceea, vor fi descrise elementele de circuit și tipurile de circuite oscilante folosite în oscilatoarele de radiofrecvență.

1.2. Elemente de circuit utilizate în generatoare de semnale sinusoidale (rezistențe, bobine, condensatoare)

În general în componența unui oscilator intră unul sau mai multe elemente active (tranzistor bipolar, tranzistor cu efect de câmp, diodă tunel sau amplificator operațional integrat) și un număr de elemente pasive (rezistențe, bobine, condensatoare).

Elementele pasive determină în principal frecvența de oscilație. Calitatea acestora influențează stabilitatea frecvenței față de factorii de mediu (temperatură, umiditate), față de timp sau față de alți factori. Stabilitatea frecvenței este o caracteristică importantă a unui oscilator și prin urmare toleranțele și variațiile valorilor tuturor acestor elemente trebuie să fie considerate cu atenție.

Rezistențe. În mod curent la oscilatoarele cu rețele RC se utilizează rezistențe chimice cu peliculă de carbon sau metalică. Parametrii cei mai importanți ai unei rezistențe chimice sînt toleranța, puterea maximă disipată, coeficientul de temperatură, stabilitatea față de umiditate, stabilitatea în timp și zgomotul.

Stabilitatea în timp a rezistenței este determinată în principal de temperatura maximă a corpului ei (t_c). Această temperatură este măsurată la mijlocul corpului rezistenței și depinde la rîndul ei de puterea disipată și de temperatura mediului ambiant. Puterea disipată maximă este indicată de către fabricant la o temperatură a mediului ambiant care este de obicei de 70°C . Stabilitatea în timp mai este influențată de valoarea rezistenței și de durata de utilizare. Această stabilitate este cu atît mai bună cu cît toți acești factori sînt mai mici în condițiile respectării tensiunii maxime admisibile aplicate pe rezistență.

În fig. 1.1 este arătată o nomogramă, pentru rezistențele cu peliculă de carbon, cu ajutorul căreia se poate determina stabilitatea în timp a unei rezistențe în funcție de puterea disipată, temperatura mediului ambiant și valoarea nominală a ei. În nomogramă sînt prezentate șase tipuri de rezistențe de puteri disipate maxime diferite, de fabricație Philips.

De exemplu pentru $R=100 \text{ k}\Omega$, $P=0,2 \text{ W}$, $t_{amb}=40^\circ\text{C}$ va rezulta o stabilitate $\frac{\Delta R}{R}=2\%$ după 1 000 de ore de funcționare. Dacă dorim o stabilitate mai bună, să zicem $\frac{\Delta R}{R}=1\%$ această rezistență va trebui să disipe o putere de cca $0,13 \text{ W}$.

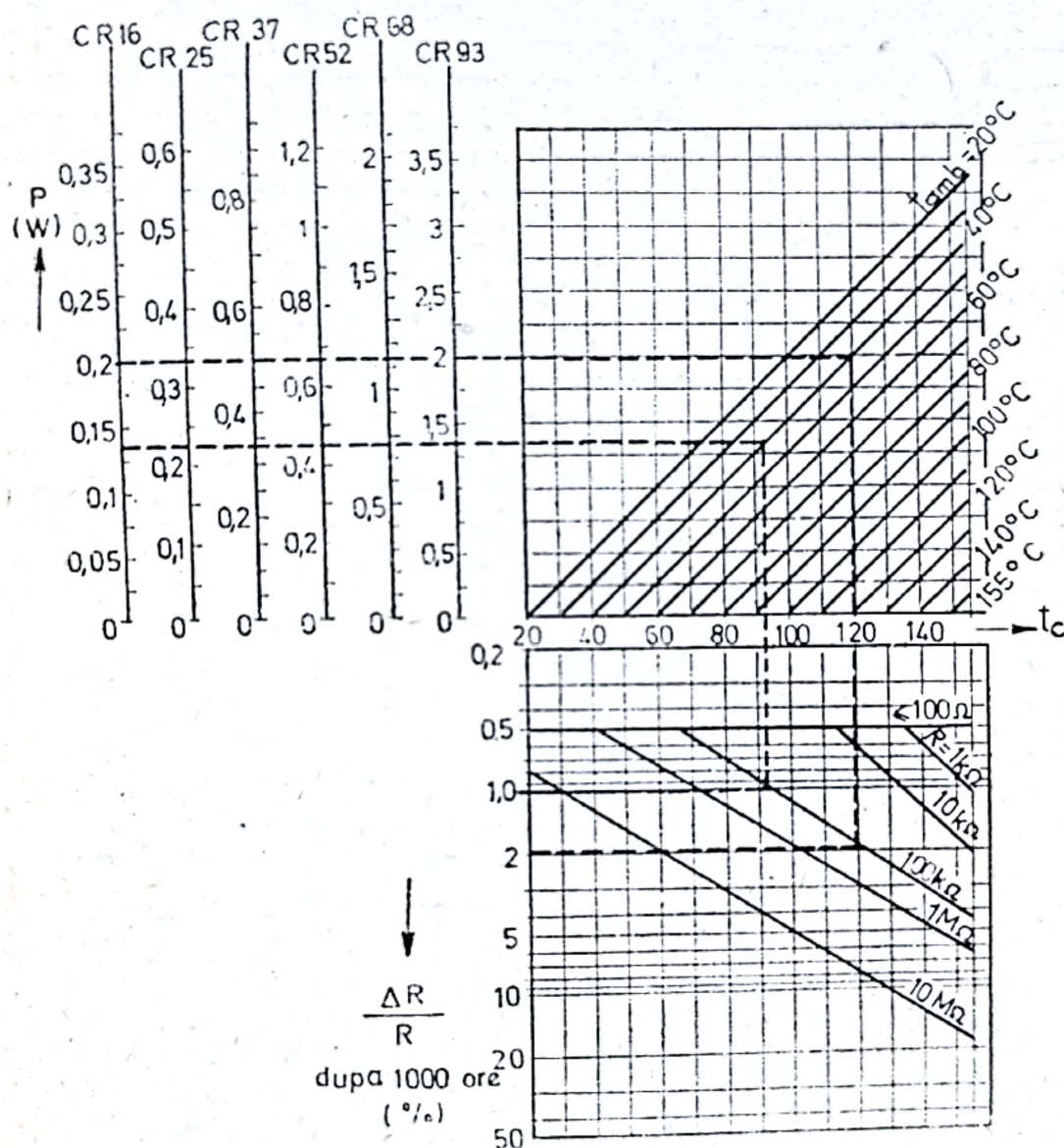


Fig. 1.1. Nomogramă pentru determinarea stabilității în timp a unei rezistențe cu peliculă de carbon.

O nomogramă similară pentru rezistențele cu peliculă metalică este arătată în fig. 1.2 [10]. La această nomogramă stabilitatea în timp este dată pentru mai multe durate de funcționare.

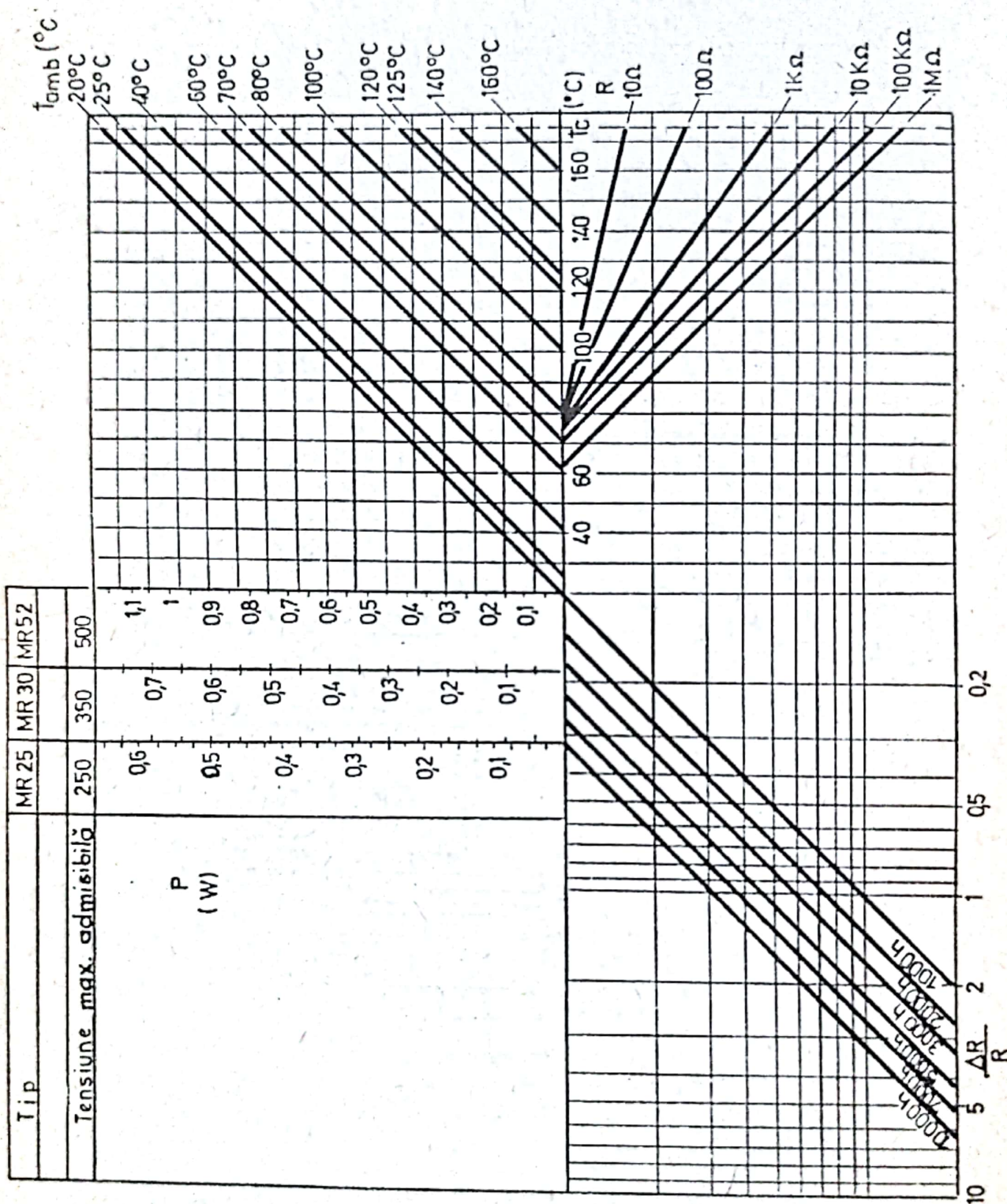


Fig. 1.2. Nomogramă pentru determinarea stabilizării în timp a unei rezistențe cu peliculă metalică.

Rezistențele cu peliculă metalică sînt net superioare celor cu peliculă de carbon după cum se poate vedea din tabelul 1.1.

	Peliculă de carbon	Peliculă metalică
Toleranța	5 sau 10 pentru valori ridicate	2 și 1 %
Stabilitatea $\frac{\Delta R}{R}$ în timp	2	0,1 la 0,35 %
Zgomot (100 k Ω)	0,4	0,25 $\mu V/V$
Coeficient de temperatură	0,04	0,005 la 0,01 %/°C
Test de umiditate (56 zile) $\frac{\Delta R}{R}$	2	0,5 %
Dimensiuni tipice	7,5 x 2,5	6,5 x 2,5 mm

În acest tabel sînt prezentați comparativ parametrii principali pentru cele două tipuri de rezistențe care au aceeași putere maximă disipată (0,4 W) temperatura mediului ambiant fiind de 70°C. Orice rezistență chimică are prin construcția ei o inductanță și o capacitate proprie. Datorită acestor elemente valoarea rezistenței se schimbă în funcție de frecvența curentului care trece prin ea. În general, inductanța proprie este cel mai important factor care duce la creșterea mărimii rezistențelor de valori mici (1÷40 Ω), iar capacitatea proprie este factorul cel mai important ce provoacă scăderea mărimii rezistențelor de valori mari (1 K Ω ÷10 M Ω). Rezistențele de 50÷80 Ω își păstrează o valoare foarte apropiată de cea măsurată în curent continuu pînă la frecvențe de ordinul a 500 MHz. Pentru rezistențe de valori mari (1 K Ω ÷10 M Ω) frecvența maximă la care valoarea rezistenței este încă egală cu valoarea ei din curent continuu este dată după Howe [2], [11] de relația:

$$f_{max} = \frac{0,1}{RC} \quad (1.1)$$

unde C este capacitatea proprie a rezistenței. De exemplu, pentru o rezistență Siemens de 0,35 W cu o capacitate proprie de 0,36 pF și o valoare de 1 M Ω rezultă o frecvență maximă de utilizare de aproximativ 0,28 MHz.

Toate aceste considerente sînt valabile numai pentru rezistențele cu pelicula de carbon. Rezistențele cu peliculă metalică nu se utilizează la frecvențe radio deoarece în acest domeniu ele prezintă o modificare destul de importantă a valorii lor.

Bobine. O bobină poate fi caracterizată prin următorii parametri: inductanța bobinei, rezistența totală în curent alternativ și capacitatea parazită. La trecerea unui curent alternativ I prin spirele bobinei se creează un flux de inducție magnetică Φ proporțional cu acest curent, conform relației:

$$\Phi = LI \quad (1.2)$$

Coeficientul de proporționalitate L este denumit inductanță sau coeficient de autoinducție al bobinei. Mărimea inductanței unei bobine depinde de forma și dimensiunile geometrice, numărul de spire și de natura miezului pe care sînt înfășurate aceste spire.

Din punct de vedere constructiv, bobinele utilizate în gama frecvențelor radio sînt realizate dintr-o înfășurare dispusă într-unul sau mai multe straturi pe o carcasă cilindrică. Bobinele cu un singur strat sînt utilizate pentru obținerea unor inductanțe de valori mici (de obicei pînă la 100 μH), pentru valori mai mari de inductanțe utilizîndu-se bobinele cu mai multe straturi.

Înfășurarea bobinelor cu un singur strat poate fi realizată spiră lîngă spiră sau cu spirele distanțate între ele (cu pas) în scopul reducerii capacității proprii. Inductanța unei bobine cu un singur strat spiră lîngă spiră sau cu pas, la care raportul între lungimea l și diametrul D al bobinei satisface condiția $\frac{l}{D} = (1 \div 2)$ poate fi calculată prin următoarea relație [7]:

$$L_0 = \frac{0,001 D n^2}{\frac{l}{D} + 0,44} \quad (1.3)$$

În această relație, n reprezintă numărul de spire; mărimile geometrice D și l (exprimate în mm) sînt arătate în fig. 1.3. Valoarea inductanței L rezultă în μH .

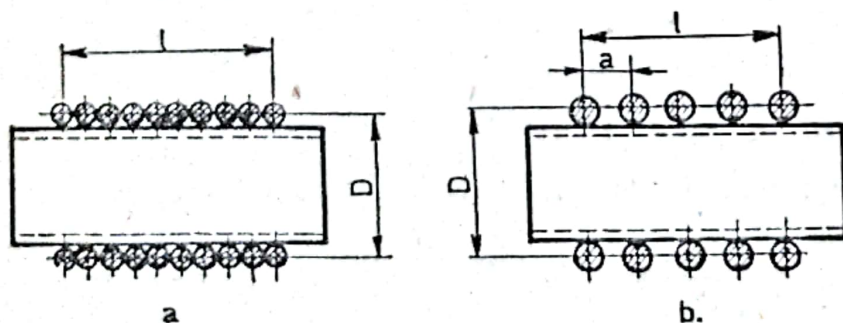


Fig. 1.3. Bobine cu un singur strat de spire:
a — bobină înfășurată spiră lîngă spiră; b — bobină înfășurată cu pas.

Un calcul rapid al elementelor unei bobine se poate face cu ajutorul nomogramei din fig. 1.4.

Această nomogramă se utilizează astfel: pe scara mărimii D se fixează valoarea diametrului bobinei, iar pe scara $\frac{l}{D}$ se fixează valoarea acestui raport. Dreapta 1, care unește aceste puncte, inter-

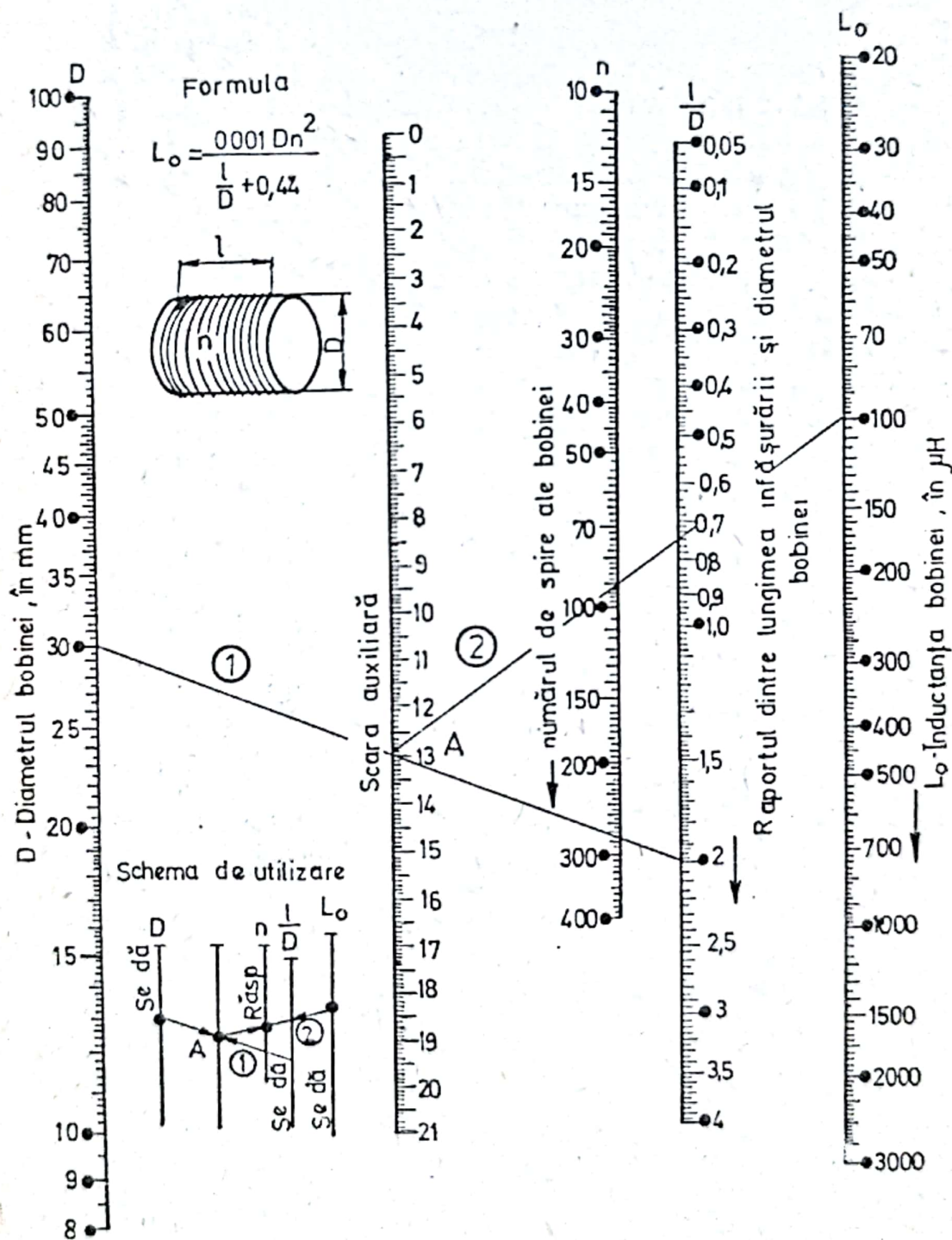


Fig. 1.4. Nomogramă pentru calculul bobinei cu un singur strat.

sectează scara auxiliară în punctul A. Pe scara L_0 se fixează valoarea inductanței și se unește acest punct cu punctul A de pe scara auxiliară, prin dreapta 2, care determină pe scara n numărul de spire al bobinei.

De exemplu, dacă sînt date $L_0=100 \mu\text{H}$, $D=30 \text{ mm}$ și se alege $\frac{l}{D}=2$, rezultă $n=90$ spire și $l=2D=60 \text{ mm}$.

Datorită diferenței de potențial dintre două spire vecine ale bobinei va apare între acestea o capacitate parazită. Acest lucru va avea ca efect apariția unei capacități parazite totale între capetele bobinei. Capacitatea parazită depinde de numărul de spire, de distanța dintre ele și de diametrul bobinei. În cazul bobinei cu un singur strat, capacitatea parazită poate fi redusă prin bobinarea cu pas și prin reducerea diametrului bobinei.

La bobinele cu mai multe straturi capacitatea parazită este mai mare datorită diferenței de potențial dintre straturi. Pentru micșorarea acestei capacități, bobinele se construiesc cu lungimi l mici, iar în cazul inductanțelor de valori mari se înseriază pe aceeași carcasă mai multe secțiuni, după cum se arată în fig. 1.5.

Inductanța unei bobine cu mai multe straturi se poate calcula cu relația:

$$L_0 = \frac{0,008 D^2 n^2}{3D + 9l + 10h} \quad (1.4)$$

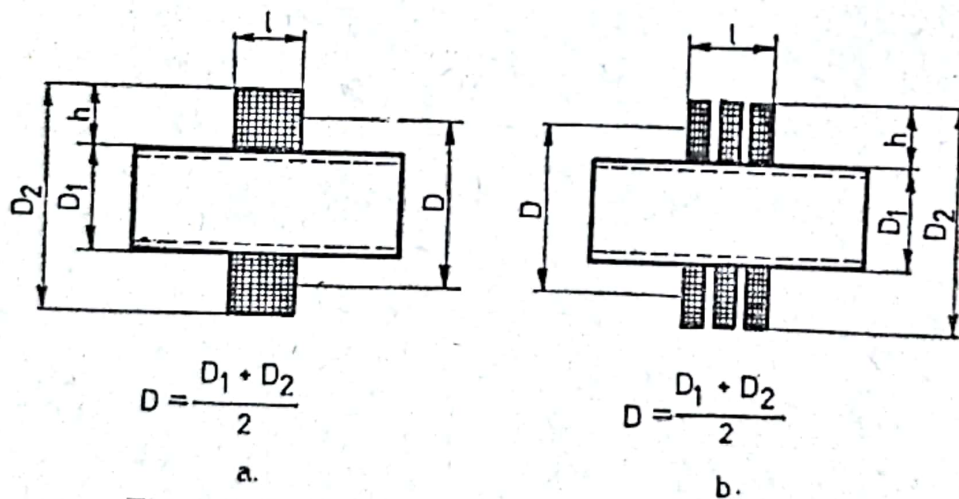


Fig. 1.5. Bobine cu mai multe straturi de spire:
a — bobină cu o singură secțiune; b — bobină cu mai multe secțiuni.

unde L_0 este inductanța bobinei în μH ; D — diametrul mediu al bobinei ($D = \frac{D_1 + D_2}{2}$) în mm; l — lungimea bobinei în mm ($l < D$); h — înălțimea bobinei în mm și n — numărul de spire.

Această formulă dă o eroare în jur de 1% dacă toți termenii numitorului sînt de același ordin de mărime ($D=3h$).

Pentru un calcul rapid, se poate utiliza nomograma din fig. 1.6, construită pe baza acestei formule.

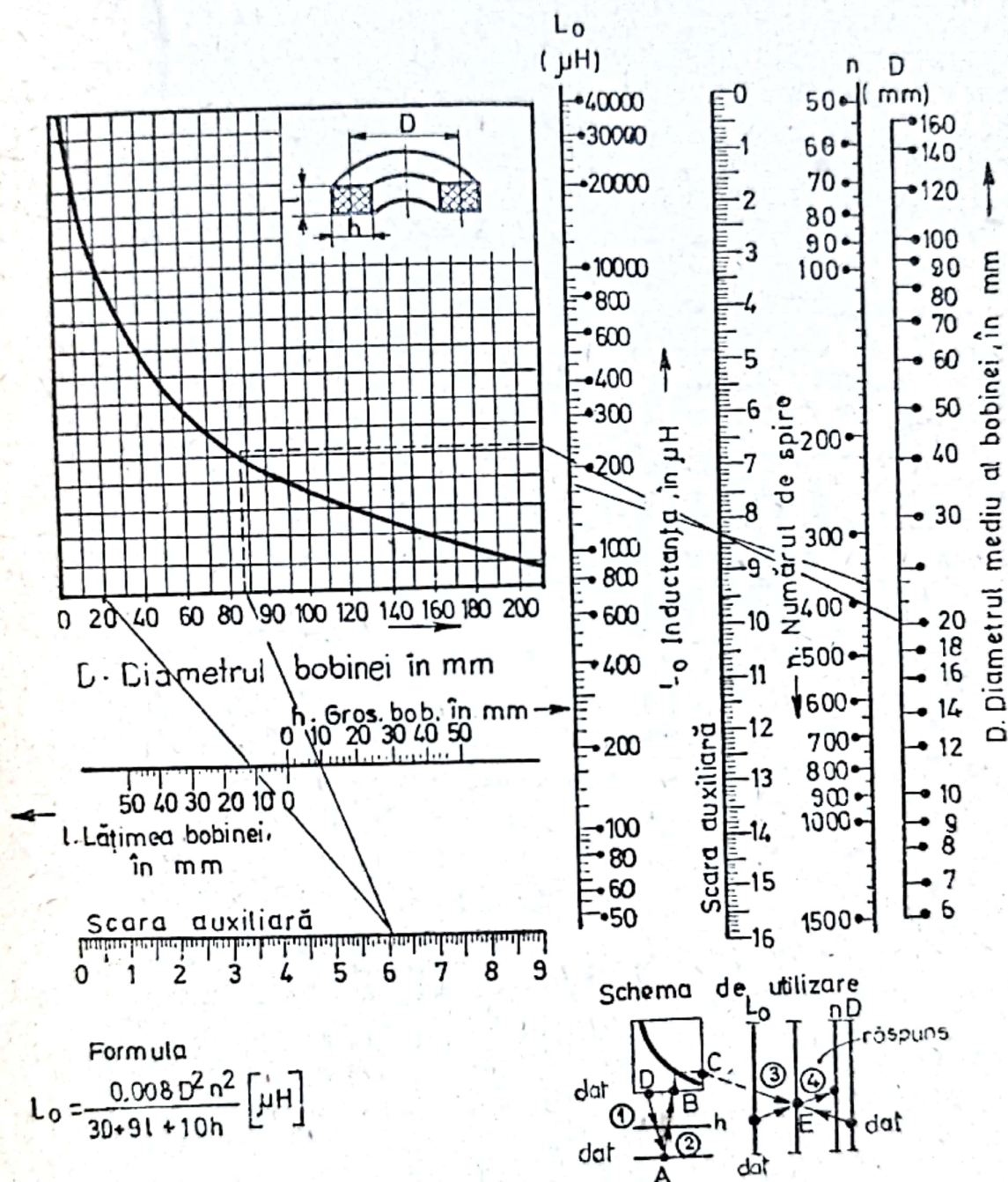


Fig. 1.6. Nomogramă pentru calculul bobinei cu mai multe straturi.

Această nomogramă se folosește în felul următor: se fixează pe abscisa diagramei valoarea D a diametrului mediu al bobinei, iar pe scara l lungimea bobinei. Dreapta 1, care unește aceste puncte, intersectează scara auxiliară în punctul A. Se unește punctul A cu

punctul corespunzător valorii grosimii bobinei de pe scara h , prin dreapta 2, care intersectează abscisa diagramei în punctul B . Din punctul B se ridică o verticală pînă la intersecția ei cu curba și de aici se duce o orizontală pînă la punctul C , de pe limita din dreapta a diagramei. Acest punct C se unește prin dreapta 3 cu punctul de pe scara verticală D a diametrului mediu al bobinei. Această dreaptă intersectează scara auxiliară verticală în punctul E . Din punctul de pe scara L_0 care marchează valoarea inductanței și prin punctul E se deduce dreapta 4, a cărei intersecție cu scara n determină numărul de spire al bobinei.

De exemplu, dacă sînt date $L_0=1\,700\ \mu\text{H}$, $l=h=10\ \text{mm}$ și $D=20\ \text{mm}$, rezultă $n=375$ spire.

Un parametru important al bobinei este rezistența totală în curent alternativ de înaltă frecvență, a cărei valoare este mai mare decît cea a rezistenței în curent continuu. Această creștere a rezistenței se datorește următoarelor cauze:

- efectului pelicular, care schimbă distribuția curentului în secțiunea transversală a fiecărui conductor;
- efectului de proximitate față de conductoarele vecine, ceea ce duce la o schimbare suplimentară a distribuției curentului;
- pierderilor în dielectricii din apropierea bobinei și în special în carcasa bobinei;
- pierderilor prin curenții Foucault în obiectele metalice învecinate.

Pierderile de înaltă frecvență mai pot fi exprimate și prin raportul dintre reactanța bobinei și rezistența totală a acesteia, acest raport fiind denumit factor de calitate al bobinei:

$$Q_L = \frac{\omega L_0}{R} \quad (1.5)$$

Factorul de calitate depinde de frecvență, de dimensiunile și forma bobinei, precum și de alte date constructive (numărul de spire, diametrul și caracteristicile conductorului). Datorită faptului că rezistența totală R crește neliniar cu frecvența, avînd o creștere foarte rapidă la frecvențe înalte, iar reactanța bobinei crește liniar cu frecvența, rezultă că factorul de calitate prezintă un maxim plat la o frecvență care se află în limitele de lucru ale bobinei.

O bobină cu o inductanță de valoare mare (de ordinul mH) poate fi realizată fie prin mărirea numărului de spire, fie prin mărirea diametrului bobinei. În ambele cazuri vor rezulta însă pierderi mari în bobină și, prin urmare, un factor de calitate scăzut. Pentru obținerea unei inductanțe de aceeași valoare cu o bobină de dimensiuni reduse și număr mic de spire, aceasta se execută pe o car-

casă în care este introdus un miez de material magnetic. În acest caz, valoarea inductanței poate fi scrisă sub forma:

$$L = \mu_{ef} L_0 \quad (1.6)$$

unde μ_{ef} este permeabilitatea efectivă a miezului și L_0 este valoarea inductanței bobinei fără miez, această valoare putînd fi calculată cu relațiile (1.3) sau (1.4).

Permeabilitatea efectivă μ_{ef} depinde de permeabilitatea relativă μ_r a materialului din care este confecționat miezul, de dimensiunile lui, de forma și de dimensiunile bobinei.

Dacă diametrul mediu al bobinei D este apropiat de diametrul miezului d_m , atunci μ_{ef} va fi dat de relația:

$$\mu_{ef} = \frac{0,45 + \frac{l_m}{d_m}}{0,45 + \frac{l_m}{\mu_r d_m}} \quad (1.7)$$

unde l_m este lungimea miezului și μ_r — permeabilitatea relativă a materialului magnetic.

În cazul în care diametrul mediu al bobinei D este mai mare decît diametrul miezului d_m , permeabilitatea efectivă se va calcula cu relația:

$$\mu_{ef} = 1 + \left(\frac{0,45 + \frac{l_m}{d_m}}{0,45 + \frac{l_m}{\mu_r d_m}} - 1 \right) \left(\frac{d_m}{D} \right)^2 \quad (1.8)$$

În general, bobinele de radiofrecvență sînt parcurse de curenți mici, astfel încît permeabilitatea relativă poate fi considerată aproximativ egală cu permeabilitatea inițială: $\mu_r \simeq \mu_i$, valorile acestei permeabilități inițiale pentru miezuri cilindrice fiind date în cataloagele fabricilor constructoare de materiale magnetice.

Ca materiale magnetice pentru bobinele de radiofrecvență s-au utilizat la început materiale magnetodielectrice (de tip ferocart) și ulterior materiale magnetoceramice (de tip ferită). În prezent, datorită pierderilor foarte mici ale feritelor, acestea au înlocuit aproape în totalitate miezurile magnetodielectrice.

În tabelele 1.2, 1.3 și 1.4 sînt arătate caracteristicile miezurilor de ferită cilindrice produse de firmele Siemens, Philips și întreprinderea de ferite Urziceni [12], [13], [14].

Pentru obținerea unor inductanțe de valori mari cu factor de calitate ridicat se pot utiliza miezuri de ferită în formă de oală.

Tabel 1.2
Caracteristicile miezurilor de ferită cilindrice
SIEMENS

Caracteristicile miezurilor de ferită cilindrice SIEMENS

Tipul	U_{17}	K_{12}	K_1	M_{11}	M_{25}
μ_i	10	24	80	250	650
$f_{max}/f_{min}(MHz)$	220/10	40/3	12/1,5	2/0,4	1,6/0,2
$l_m \times d_m(mm)$	4,2 x 1,85 ; 10,3 x 3,25 ; 13,3 x 4,6				
	8,3 x 2,8 ; 10,3 x 3,7 ; 13,3 x 5,6				
	8,3 x 3,7 ; 12,3 x 3,7 ; 17,4 x 6,6				
	8,3 x 4,6 ; 12,3 x 6,6 ; 17,4 x 7,6				
	22,5 x 6,6				

Tabel 1.3
Caracteristicile miezurilor de ferită cilindrice PHILIPS

Tipul	3D3	4D1	4D2	3B3
μ_i	750	50	60	900
$f_{max}/f_{min}(MHz)$	2 / 0,05	10/0,1	40/10	0,45/0,1
$l_m \times d_m (mm)$	12 x 3,65	7 x 3,5	10 x 3,5	15 x 3,5
	15 x 5	10 x 3,5		
	20 x 5			
	13 x 5,55			
	25 x 5,55			
	16 x 7,35			
	25 x 7,35			

Tabel 1.4
Caracteristicile miezurilor de ferită produse de
fabrica de ferite URZICENI

Tipul	A_1	D_5	D_6	D_7	D_8	F_4
μ_i	600	50	90	120	500	70
$f_{max}/f_{min}(MHz)$	1,6/0,2	80/10	40/2	10/0,5	5/0,5	30/0,5
$l_m \times d_m (mm)$	8,3 x 4 ; 9 x 4 ; 13,3 x 5					
	8,3 x 5 ; 10,3 x 4					

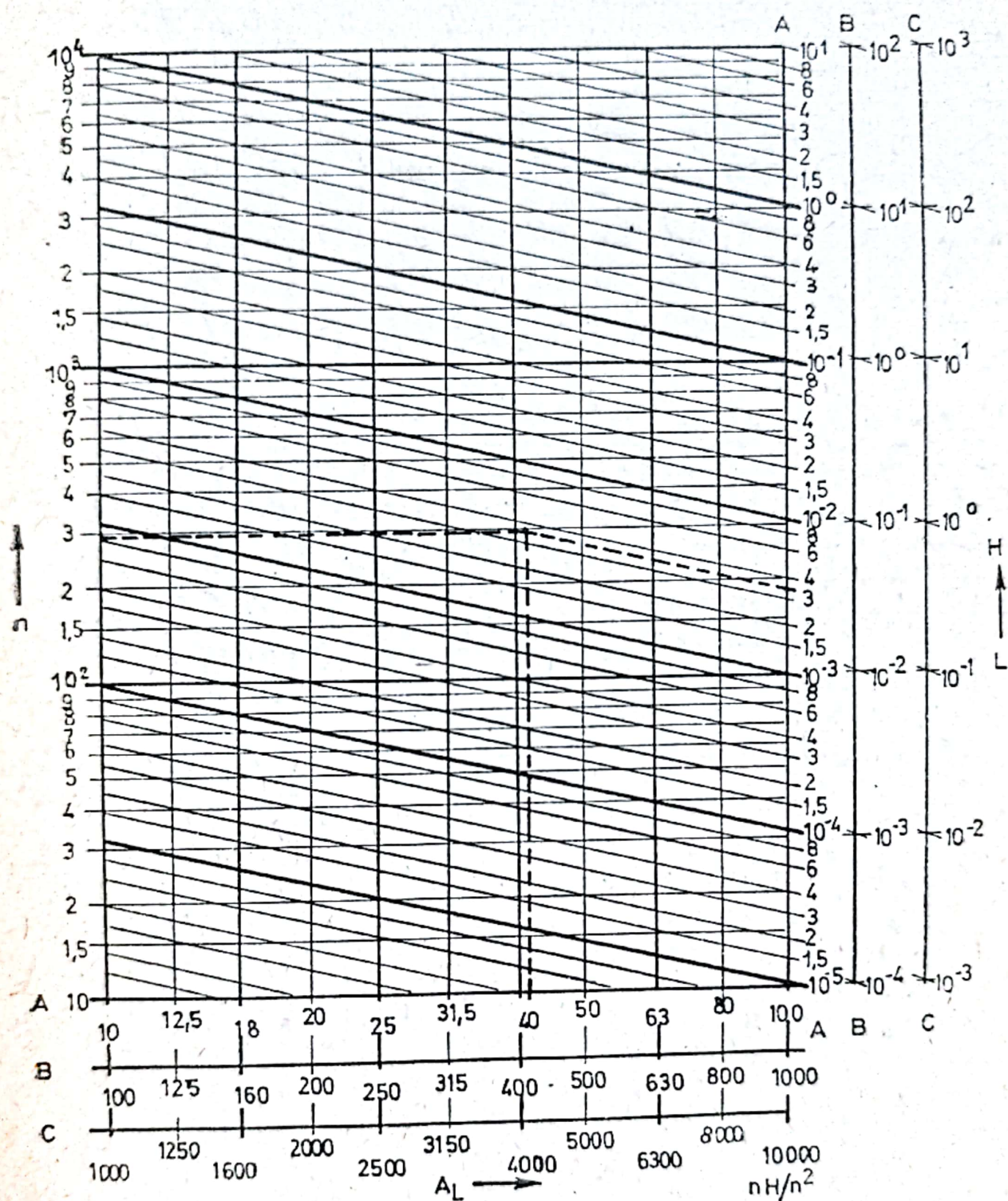


Fig. 1.7. Nomogramă pentru calculul bobinei cu miez de ferită în formă de oală.

Prin forma lui geometrică, un asemenea miez închide în interiorul lui bobina constituind astfel un circuit magnetic închis. Ajustarea valorii inductanței se realizează cu un miez cilindric reglabil. Dimensiunile miezurilor oală sînt standardizate conform normelor C.E.I. (Comitetul Electrotehnic Internațional), D.I.N. (R.F.G.) și C.C.T.U. (Franța).

La aceste miezuri există o relație simplă între valoarea inductanței bobinei și numărul de spire n :

$$L = A_L n^2 \quad (1.9)$$

sau:

$$n = \sqrt{\frac{L}{A_L}} \quad (1.10)$$

unde A_L este un factor de inductanță definit ca valoarea inductanței pentru o singură spirală și este măsurat în nanohenry (10^{-9} H). Factorul de inductanță A_L este o mărime care depinde de dimensiunile miezului și de natura materialului magnetic utilizat. Relația 1.9 poate fi reprezentată sub forma unei nomograme pentru calculul rapid al numărului de spire (fig. 1.7).

Această nomogramă se utilizează astfel: pe una din scările A , B sau C se fixează valoarea factorului de inductanță A_L , corespunzătoare miezului magnetic ales, iar pe una din scările A , B sau C se fixează valoarea L a inductanței dorite. Se ridică o verticală din punctul corespunzător valorii A_L pînă ce aceasta intersectează dreapta oblică ce pleacă din punctul corespunzător inductanței L . Din acest punct de intersecție se duce o orizontală pînă la intersecția cu scara n din partea stîngă a diagramei și se citește numărul de spire rezultat.

De exemplu, pentru $L = 36$ mH și $A_L = 40$ nH rezultă $n = 300$ spire.

În tabelul 1.5 sînt date valorile coeficienților A_L și dimensiunile carcaselor bobinelor pentru miezurile de ferită în formă de oală fabricate de firmele Siemens și Philips. Același miez poate avea diferite valori A_L în funcție de întrefierul dintre cele două capace din partea centrală a miezului oală (fig. 1.8).

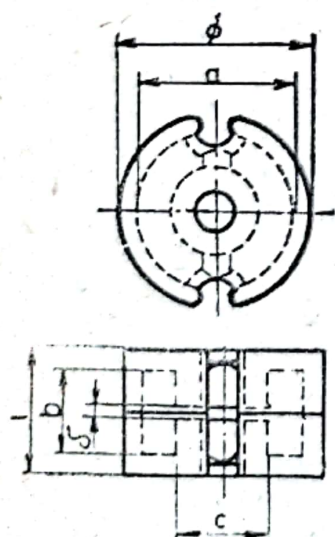


Fig. 1.8. Miez de ferită în formă de oală cu întrefier.

PHILIPS		4 C 6	3 D 3
$f_{\min}(\text{MHz})$		1,5	0,05
$f_{\max}(\text{MHz})$		2,8	1,8
SIEMENS	K 12	K 1	M 33
$f_{\min}(\text{MHz})$	3	1,5	0,2
$f_{\max}(\text{MHz})$	40	12	1

Dimensiuni $\phi \times l$ (mm)	AL (nH/n ²)	Permeabili tatea efectivă μ_{ef}	Intrefier δ în mm ($\approx$)		
$\phi 9 \times 5$ a = 7,5 b = 3,6 c = 3,9	16	16	0,8		
	25	25		0,45	
	40	40		0,26	0,37
	63	63			0,2
$\phi 11 \times 7$ a = 9 b = 4,4 c = 4,7	16	12,2	1		
	25	19		1	
	40	30		0,41	0,64
	63	48			0,38
$\phi 14 \times 8$ a = 11,6 b = 5,6 c = 6	20	12,7	1		
	40	25		1	0,9
	100	63			0,3
$\phi 18 \times 11$ a = 15 b = 7,2 c = 7,6	25	12	2,35	3,1	
	40	19		1,6	2
	63	30			1,1
	100	48			0,6
$\phi 22 \times 13$ a = 17,9 b = 9,2 c = 9,4	40	15,9		2,4	
	63	25		1,3	
	100	39,8			0,9
$\phi 26 \times 16$ a = 21,2 b = 11 c = 11,5	63	20		2,28	
	100	31,9		0,9	1,52
	160	51			0,78

Bobinele de radiofrecvență se pot realiza fie cu conductor monofilar, fie cu conductor multifilar (liță de radiofrecvență). La frecvențele radio din domeniul 100 kHz—10 MHz lița de radiofrecvență permite obținerea unor factori de calitate mai ridicați datorită reducerii pierderilor prin efect pelicular. În tabelul 1.6 sînt arătate caracteristicile liței de radiofrecvență.

Caracteristicile liței de înaltă
frecvență

Tabel 1.6

Număr de fire x diametru	Rezistența în curent continuu Ω/km	Frecvența maximă MHz
5 x 0,05	1915	15
10 x 0,05	758	12
15 x 0,05	638	10
20 x 0,05	479	9,5
30 x 0,05	318	9
20 x 0,07	240	5
30 x 0,07	160	4
60 x 0,07	80	3

La frecvențe mai înalte de 10 MHz se utilizează numai conductor monofilar izolat cu mătase sau neizolat și argintat cu diametrul cuprins între 0,3 și 1,5 mm.

Condensatoare. Parametrii cei mai importanți ai unui condensator sînt: valoarea nominală a capacității, pierderile în dielectric și coeficientul de temperatură. Toți acești parametri depind de natura materialului dielectric utilizat. La înaltă frecvență condensatoarele cu mică argintată sau ceramice sînt în general preferate din cauza pierderilor

mici și a excelenței lor stabilități. Pierderile în dielectricul unui condensator se exprimă prin tangenta unghiului de pierderi:

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{1}{\omega CR} \quad (1.11)$$

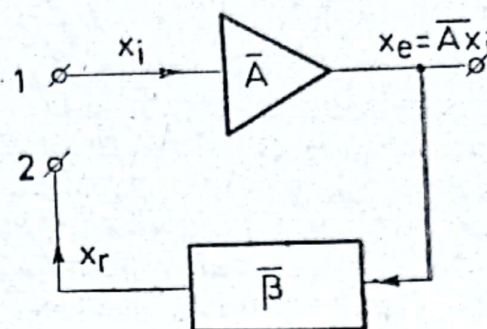
unde C este capacitatea condensatorului și R este rezistența echivalentă de pierderi a lui. Pentru condensatoarele cu mică argintată și ceramice $\operatorname{tg} \delta = 10^{-3}$ la o frecvență de 1 MHz. Mărimea inversă a lui $\operatorname{tg} \delta$ reprezintă factorul de calitate al condensatorului. Aceste tipuri de condensatoare au pierderi practic neglijabile în comparație cu pierderile din bobine.

1.3. Principiul de funcționare al unui oscilator sinusoidal

În fig. 1.9 este arătat un amplificator cu o rețea de reacție ce nu a fost conectată încă la intrarea amplificatorului pentru a forma o buclă închisă.

Cînd la intrarea 1 se aplică un semnal x_i va rezulta la ieșirea amplificatorului un semnal $x_e = \bar{A}x_i$, $\bar{A}$ fiind coeficientul de amplificare al acestuia. Semnalul de la ieșirea rețelei de reacție este

Fig. 1.9. Schema bloc a unui oscilator cu reacție.



$x_r = \bar{\beta}x_e$, unde $\bar{\beta}$ este coeficientul de reacție. Cu ajutorul rețelei de reacție se poate obține un semnal x_r egal cu semnalul x_i aplicat la intrarea amplificatorului. Dacă se înlătură semnalul aplicat la intrare x_i și se conectează ieșirea 2 a rețelei de reacție la intrarea 1 a amplificatorului, închizîndu-se astfel bucla de reacție, atunci amplificatorul va furniza la ieșirea lui același semnal x_e .

Coeficientul de amplificare al amplificatorului cu reacție este dat de relația:

$$\bar{A}_r = \frac{\bar{A}}{1 - \bar{\beta}\bar{A}} \quad (1.12)$$

Dacă este îndeplinită condiția de oscilație a lui Barkhausen:

$$\bar{\beta}\bar{A} = 1 \quad (1.13)$$

atunci amplificarea $\bar{A}_r$ devine infinită, ceea ce înseamnă că există un semnal la ieșirea amplificatorului chiar în absența semnalului extern aplicat la intrarea lui.

Mărimile $\bar{\beta}$ și $\bar{A}$ se pot scrie:

$$\bar{A} = Ae^{j\varphi_a} \quad (1.14)$$

$$\bar{\beta} = \beta e^{j\varphi_b} \quad (1.15)$$

φ_a fiind defazajul dintre semnalul de ieșire x_e și semnalul de intrare x_i și φ_b defazajul dintre semnalul de reacție x_r și semnalul x_e .

Prin urmare condiția de oscilație a lui Barkhausen mai poate fi scrisă sub forma:

$$\beta A e^{j(\varphi_a + \varphi_b)} = 1 \quad (1.16)$$

sau, separind partea reală de cea imaginară:

$$A = \frac{1}{\beta} = \gamma \quad (1.17)$$

$$\varphi_a + \varphi_b = 2k\pi \quad (1.18)$$

unde γ este atenuarea rețelei de reacție și $k=0, 1, 2, \dots$

Relația (1.17) exprimă necesitatea ca atenuarea introdusă de rețeaua de reacție să fie compensată de amplificator și reprezintă condiția de amplitudine ($x_r = x_i$). Relația (1.18) arată că defazajul total introdus de amplificator și rețea trebuie să fie un multiplu întreg de 360° , adică semnalul de reacție de la ieșirea rețelei să fie în fază cu semnalul de la intrarea amplificatorului și reprezintă condiția de fază. Defazajul rețelelor de reacție reactive este o funcție de frecvență. Prin urmare oscilațiile generate vor fi sinusoidale, deoarece condiția de fază este îndeplinită numai pentru o singură frecvență.

Dacă oscilatorul lucrează într-un domeniu larg de frecvențe, atunci amplificarea trebuie să rămână constantă în tot acest domeniu, adică să introducă un defazaj constant, care poate avea valorile $2k\pi$ sau $(2k+1)\pi$, după cum amplificatorul are un număr par sau impar de etaje. Din relația (1.18) rezultă că rețeaua de reacție va trebui să introducă un defazaj nul la un defazaj de $2k\pi$ al amplificatorului sau un defazaj de 180° , dacă amplificatorul are un defazaj de $(2k+1)\pi$.

Condiția de amplitudine $\beta A = 1$ este greu de realizat în practică deoarece amplificarea se modifică datorită variației caracteristicilor tranzistoarelor cu timpul, cu temperatura, cu tensiunile de alimentare etc. Dacă βA devine mai mic decât unitatea atunci oscilațiile încetează. Să presupunem acum că βA este mai mare ca unitatea. În acest caz amplitudinea oscilațiilor va continua să crească pînă cînd va fi limitată de un element neliniar asociat amplificatorului.

În concluzie, la realizarea practică a unui oscilator trebuie să se aleagă $\beta A = 1,05 \div 1,1$ și amplitudinea oscilațiilor va fi limitată de un element neliniar.

2. OSCILATOARE DE AUDIOFRECVENȚĂ

2.1. Principiul de funcționare al unui oscilator RC

Schema bloc a unui oscilator RC de audiofrecvență este identică cu cea din fig. 1.9 cu precizarea că rețeaua de reacție β este formată din rezistențe și condensatoare.

Elementele RC se pot grupa astfel, încât să se obțină rețele cu un defazaj de 180° sau 0° . Astfel, rețeaua de defazare și rețeaua dublu T furnizează un defazaj de 180° , iar rețeaua Wien un defazaj nul. După tipul rețelei utilizate, oscilatoarele RC pot fi clasificate în următoarele grupe:

- oscilatoare cu rețea de defazare;
- oscilatoare cu rețea Wien;
- oscilatoare cu rețea dublu T.

Este de remarcat că rețelele Wien și dublu T prezintă o caracteristică de atenuare în funcție de frecvență, ce are o formă asemănătoare cu curba de selectivitate a circuitelor oscilante LC. De aceea, din acest punct de vedere, oscilatoarele RC mai pot fi împărțite în două categorii: oscilatoare cu rețele neselective (rețele de defazare) și oscilatoare cu rețele selective (cu rețele Wien sau dublu T).

Se consideră că în domeniul de frecvențe în care lucrează oscilatorul amplificarea amplificatorului este constantă și se neglijează efectul capacităților parazite de intrare și ieșire ale amplificatorului.

2.2. Oscilatoare cu rețea de defazare

2.2.1. Rețea de defazare

Dacă la intrarea unui element RC compus dintr-o rezistență și o capacitate se aplică un semnal alternativ, se va constata un defazaj între semnalul aplicat la intrare și cel rezultat la ieșire. Atenuarea

semnalului de către rețea, cât și defazajul depind de impedanțele conectate la intrarea și ieșirea rețelei. Din acest punct de vedere rețelele de defazare pot fi împărțite în două categorii: rețele la care

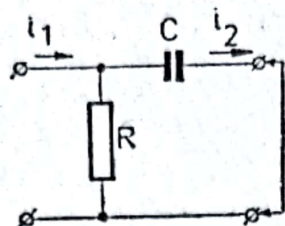


Fig. 2.1. Rețea trece-sus alimentată de la un generator de curent.

semnalul aplicat la intrare este furnizat de un generator de curent, ele având ieșirea în scurtcircuit și rețele la care semnalul de intrare este dat de un generator de tensiune, ele având ieșirea în gol.

În fig. 2.1 este reprezentată rețeaua trece-sus cu alimentare de la un generator de curent.

Funcția de transfer a acestei rețele este dată de relația:

$$\frac{i_2}{i_1} = \frac{j\omega RC}{1 + j\omega RC} \quad (2.1)$$

iar defazajul dintre curentul de ieșire i_2 și curentul de intrare i_1 va fi în acest caz:

$$\varphi = \varphi_2 - \varphi_1 = \arctg \frac{1}{\omega RC} \quad (2.2)$$

unde s-au notat cu φ_1 și φ_2 unghiurile de fază ale curenților i_1 și i_2 , adică $i_1 = I_1 e^{j\varphi_1}$ și $i_2 = I_2 e^{j\varphi_2}$.

Caracteristicile de transfer și de fază ale acestei rețele în funcție de frecvență sînt reprezentate în fig. 2.2a și 2.2b. Rezultă că defazajul introdus de rețeaua de defazare din fig. 2.1 este pozitiv, curentul i_2 fiind defazat înaintea curentului i_1 . Această rețea reprezintă un filtru trece-sus deoarece ea permite trecerea semnalelor de frecvențe superioare frecvenței de tăiere:

$$f = f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \quad (2.3)$$

Un alt tip de rețea este arătată în fig. 2.3. Funcția de transfer a acestei rețele trece-jos este dată de relația:

$$\frac{i_2}{i_1} = \frac{1}{1 + j\omega RC} \quad (2.4)$$

iar defazajul dintre curentul i_2 și curentul i_1 :

$$\varphi = \varphi_2 - \varphi_1 = -\arctg \omega RC \quad (2.5)$$

Reprezentarea grafică a caracteristicilor de transfer și de fază în funcție de frecvență este arătată în fig. 2.4a și 2.4b. În acest caz defazajul introdus de rețea este negativ, curentul i_2 fiind defazat în

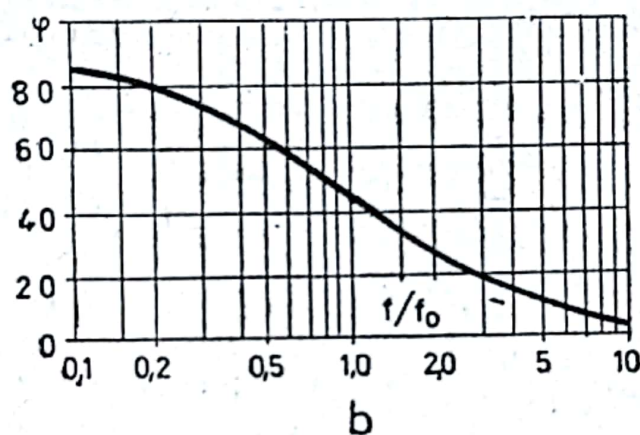
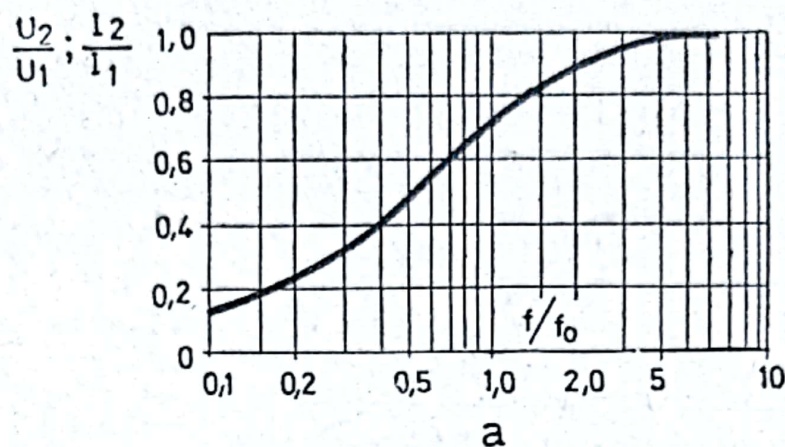


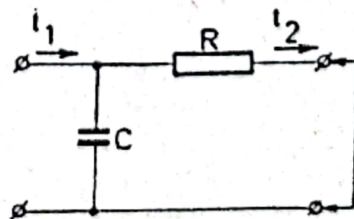
Fig. 2.2. Caracteristicile de transfer și de fază ale rețelei trece-sus.

urma curentului i_1 și avem de-a face cu un filtru trece-jos, a cărei frecvență de tăiere este dată tot de relația (2.3).

Rețeaua trece-sus cu alimentare de la un generator de tensiune este arătată în fig. 2.5. Funcția de transfer a acestei rețele este dată de relația:

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{j\omega RC}{1 + j\omega RC} \quad (2.6)$$

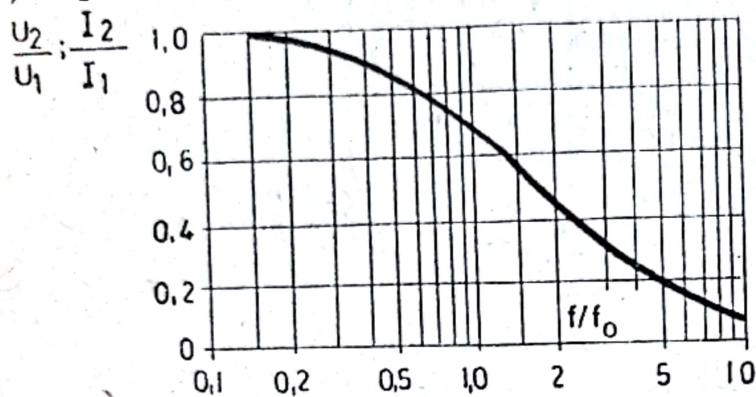
Fig. 2.3. Rețea trece-jos alimentată de la un generator de curent.



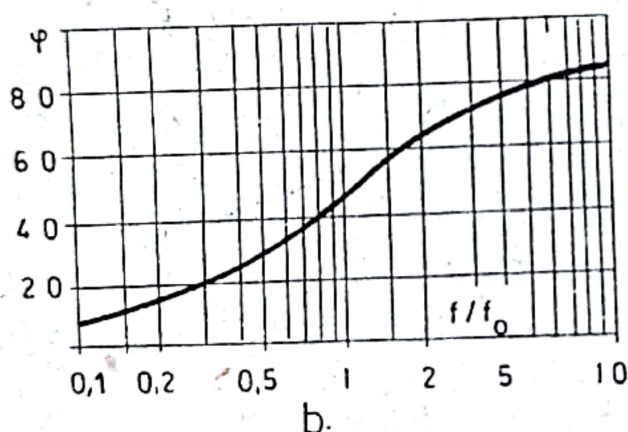
iar defazajul dintre tensiunea de ieșire u_2 și tensiunea de intrare u_1 este:

$$\varphi = \varphi_2 - \varphi_1 = \arctg \frac{1}{\omega RC} \quad (2.7)$$

unde s-au notat cu φ_1 și φ_2 unghiurile de fază ale tensiunilor u_1 și u_2 . Deoarece aceste relații sînt identice cu relațiile (2.1) și (2.2)



a.



b.

Fig. 2.4. Caracteristicile de transfer și de fază ale rețelei trece-jos.

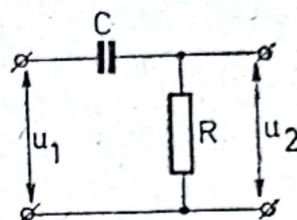


Fig. 2.5. Rețea trece-sus alimentată de la un generator de tensiune.

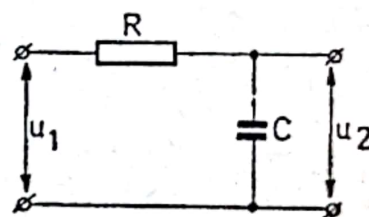


Fig. 2.6. Rețea trece-jos alimentată de la un generator de tensiune.

reprezentarea grafică a funcției de transfer și a defazajului în funcție de frecvență este dată tot de fig. 2.2a și 2.2b.

În fig. 2.6 este reprezentată rețeaua trece-jos alimentată de la un generator de tensiune.

Funcția de transfer a rețelei este dată de relația:

$$\frac{u_2}{u_1} = \frac{1}{1 + j\omega RC} \quad (2.8)$$

iar defazajul dintre tensiunile u_2 și u_1 :

$$\varphi = \varphi_2 - \varphi_1 = -\arctg \omega RC \quad (2.9)$$

Reprezentarea grafică a acestor relații este identică cu cea din fig. 2.4 a și 2.4 b.

În concluzie, se constată că defazajul introdus de o rețea de defazare este dependent de frecvență și de valorile R și C ale rețelei. Acest defazaj poate fi pozitiv sau negativ și cuprins între 0 și 90° .

2.2.2. Oscilatoare cu rețea de defazare cu tranzistoare bipolare

În general, un oscilator cu rețea de defazare poate fi construit cu un singur etaj de amplificare, astfel că defazajul amplificatorului este de 180° . Pentru obținerea unei reacții pozitive este necesar să se realizeze în rețeaua de reacție un defazaj suplimentar de $+180^\circ$ sau -180° . Acest defazaj poate fi obținut cu minimum trei rețele de defazare, numărul maxim nedepășind în practică opt rețele. Rețeaua de reacție realizată cu rețele de defazare trece-sus introduce un defazaj de $+180^\circ$ astfel încât defazajul total rezultat din relația (1.18) este de 360° . Rețeaua de reacție obținută cu rețele de defazare trece-jos introduce un defazaj de -180° și prin urmare de-

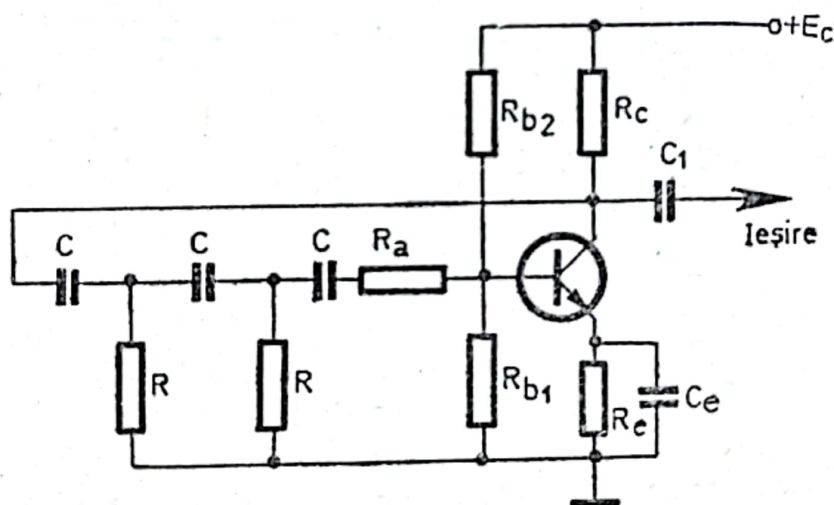


Fig. 2.7. Schema de principiu a unui oscilator cu rețea de defazare trece-sus.

fazajul total va fi egal cu zero. În cazul oscilatoarelor cu tranzistoare bipolare rețeaua de reacție este alimentată de la un generator de curent, ieșirea rețelei fiind în scurtcircuit.

În fig. 2.7 este prezentată schema de principiu a unui oscilator cu rețea de defazare trece-sus.

Rezistențele R_{b1} și R_{b2} se determină din considerente de polarizare și stabilizare termică a punctului de funcționare al tranzistorului. Valoarea rezistenței R_a rezultă din relația:

$$R_a = R - R_{ech} \quad (2.10)$$

unde:

$$\frac{1}{R_{ech}} = \frac{1}{h_{11e}} + \frac{1}{R_{b1}} + \frac{1}{R_{b2}}$$

Circuitul echivalent al acestui oscilator, în care s-a considerat $\frac{1}{h_{22e}} \gg R_c$, este arătat în fig. 2.8.

Calculul oscilatorului se va face determinînd cîștigul minim de curent al etajului amplificator care este necesar pentru a compensa atenuarea de curent a rețelei. Rezistența de colector R_c va fi încorporată în rețeaua de reacție și se va considera că aceasta este formată din trei cuadripoli legați în cascadă. Calculînd matricea de transfer globală, care este produsul celor trei matrici de transfer corespunzătoare celor trei cuadripoli din fig. 2.8, se obține frecvența

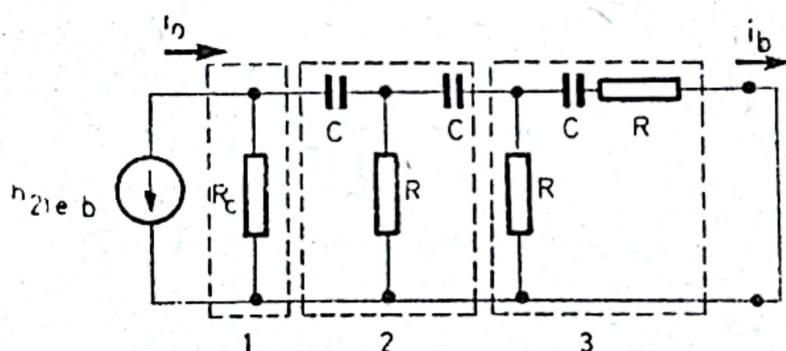


Fig. 2.8. Circuitul echivalent al oscilatoarelor cu rețea de defazare trece-sus.

de oscilație f_0 egalînd cu zero partea imaginară a ei și din partea reală atenuarea de curent γ_0 la această frecvență:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC \sqrt{6 + \frac{4R_c}{R}}} \quad (2.11)$$

$$\gamma_0 = 23 + \frac{29R}{R_c} + \frac{4R_c}{R} \quad (2.12)$$

În condiția lui Barkhausen (1.17) rezultă că amplificarea de curent în scurtcircuit a tranzistorului trebuie să fie mai mare sau cel puțin egală cu atenuarea rețelei:

$$h_{21e} \geq \gamma_0 \quad (2.13)$$

În practică se alege:

$$h_{21e} \geq 1,1 \gamma_0 \quad (2.14)$$

Aceste relații pot fi particularizate în raport cu valoarea rezistenței R_c . Se observă că dacă $R_c = R$ vom obține pentru frecvența de oscilație:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC\sqrt{10}} \quad (2.15)$$

iar pentru atenuarea rețelei:

$$\gamma_0 = 56 \quad (2.16)$$

Aceasta arată că pentru obținerea oscilațiilor este necesar să alegem un tranzistor a cărui amplificare de curent în scurt circuit h_{21e} să fie mai mare sau cel puțin egală cu 56.

Din relația (2.12) a atenuării de curent reiese că există o valoare minimă a acesteia pentru un anumit raport $\frac{R_c}{R}$. Valoarea acestui raport, ce se obține derivînd relația (2.12) și egalînd-o apoi cu zero, este:

$$\frac{R_c}{R} \simeq 2,7 \quad (2.17)$$

Atunci amplificarea de curent minimă va fi:

$$h_{21e \min} \simeq 45 \quad (2.18)$$

Pentru această valoare a raportului $\frac{R_c}{R}$ frecvența de oscilație devine:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC\sqrt{16,8}} \quad (2.19)$$

Se constată că pentru o valoare minimă a amplificării de curent a tranzistorului frecvența de oscilație este mai mică decît cea obținută cînd $R_c = R$.

Schema de principiu a unui oscilator cu rețea de defazare trece-jos este arătată în fig. 2.9, unde R_a satisface relația 2.10. Și în cazul acestui oscilator în schema echivalentă a lui rețeaua poate fi descompusă în trei cuadripoli (fig. 2.10).

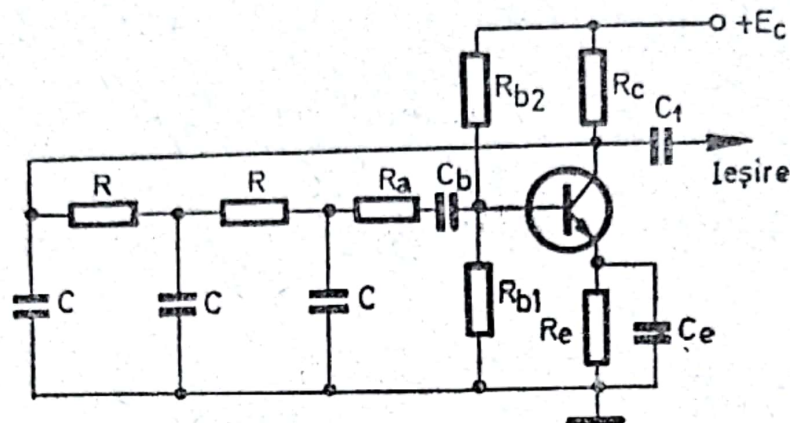


Fig. 2.9. Schema de principiu a unui oscilator cu rețea de defazare trece-jos.

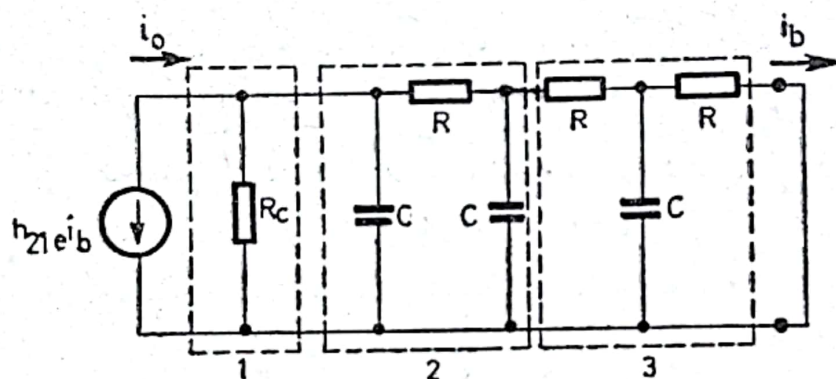


Fig. 2.10. Circuitul echivalent al oscilatorului cu rețea de defazare trece-jos.

Efectuînd un calcul similar se obțin relațiile pentru frecvența de oscilație și pentru atenuarea de curent a rețelei:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \sqrt{6 + \frac{4R}{R_e}} \quad (2.20)$$

$$\gamma_0 = 29 + \frac{23R}{R_e} + \frac{4R^2}{R_e^2} \quad (2.21)$$

Pentru obținerea oscilațiilor se va alege un tranzistor a cărui amplificare de curent să fie mai mare sau cel puțin egală cu atenuarea rețelei:

$$h_{21e} \geq \gamma_0. \quad (2.22)$$

De obicei se alege:

$$h_{21e} = 1,1 \gamma_0. \quad (2.23)$$

Se constată că dacă $R_c = R$ se obține o frecvență:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \sqrt{10} \quad (2.24)$$

iar atenuarea de curent corespunzătoare:

$$h_{21e} = 56 \quad (2.25)$$

valoare identică cu cea de la oscilatorul cu rețea de defazare trece-sus.

Un alt mod de a realiza un oscilator cu rețea de defazare trece-jos este arătat în fig. 2.11, în care rezistența din colector face parte din rețeaua de defazare.

Circuitul echivalent al oscilatorului este prezentat în fig. 2.12.

În acest circuit s-a presupus că $\frac{1}{h_{22e}} \gg R$ și $\frac{R_{b1}R_{b2}}{R_{b1} + R_{b2}} \gg h_{11e}$.

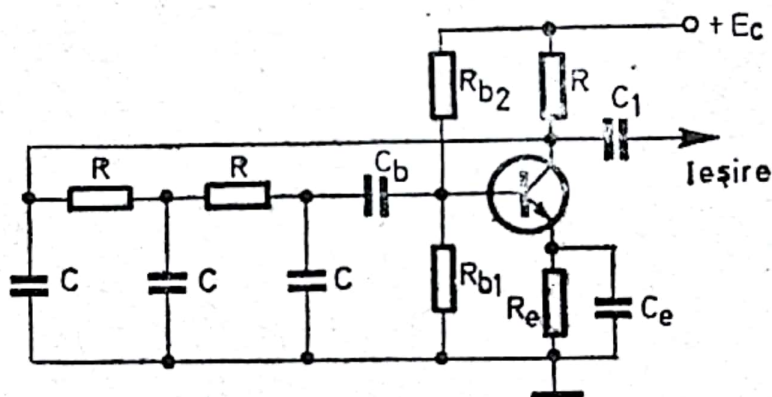


Fig. 2.11. Schema de principiu a unui oscilator cu rețea de defazare trece-jos, în care rezistența din colector face parte din rețeaua de defazare.

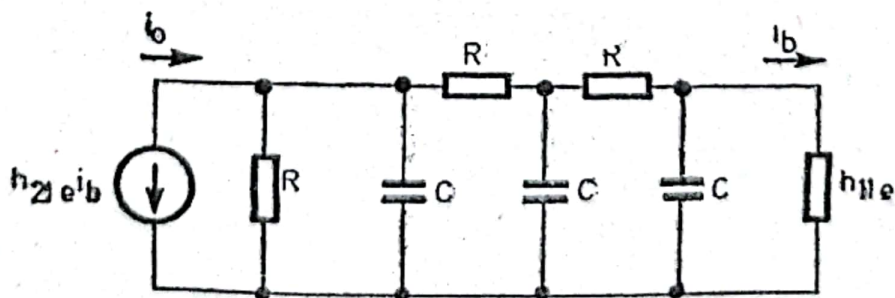


Fig. 2.12. Circuitul echivalent al oscilatorului cu rețea de defazare trece-jos din fig. 2.11.

Atenuarea de curent a acestei rețele poate fi scrisă sub forma:

$$\gamma_0 = \frac{i_o}{i_b} = 3 - \omega^2 R^2 C^2 + \frac{h_{11e}}{R} (1 - 5 \omega^2 R^2 C^2) + j \left[4 \omega RC + \frac{h_{11e}}{R} (6 \omega RC - \omega^3 R^3 C^3) \right] \quad (2.26)$$

Din egalarea cu zero a părții imaginare rezultă frecvența de oscilație:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \sqrt{6 + \frac{4R}{h_{11e}}} \quad (2.27)$$

și atenuarea de curent la această frecvență:

$$\gamma_0 = 23 + 29 \frac{h_{11e}}{R} + 4 \frac{R}{h_{11e}} \quad (2.28)$$

Se va alege un tranzistor care are o amplificare de curent:

$$h_{21e} = 1,1 \gamma_0 \quad (2.29)$$

La frecvența de oscilație f_0 , atenuarea γ_0 poate avea o valoare minimă pentru un raport $\frac{R}{h_{11e}} = 2,7$ și anume:

$$\gamma_0 = 44,6 \quad (2.30)$$

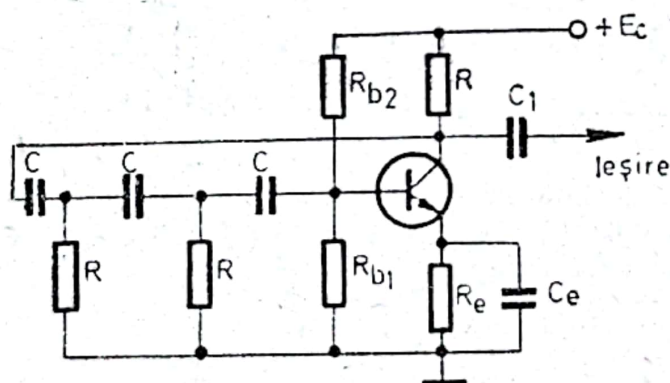


Fig. 2.13. Schema de principiu a unui oscilator cu rețea de defazare trece-sus, în care rezistența din colector face parte din rețeaua de defazare.

Acest tip de oscilator poate fi realizat și cu o rețea de defazare trece-sus, ca în fig. 2.13. În mod analog circuitul echivalent este reprezentat în fig. 2.14.

Frecvența de oscilație este dată de relația:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC \sqrt{6 + \frac{4h_{11e}}{R}}} \quad (2.31)$$

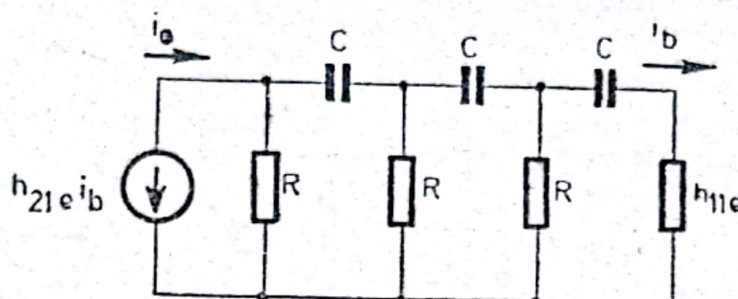


Fig. 2.14. Circuitul echivalent al oscilatorului cu rețea de defazare trece-sus din fig. 2.13.

iar atenuarea de curent la această frecvență:

$$\gamma_0 = 29 + 23 \frac{h_{11e}}{R} + 4 \frac{h_{11e}^2}{R^2} \quad (2.32)$$

La toate oscilatoarele descrise pînă acum pentru ca circuitul $R_e C_e$ din emitorul tranzistorului să nu introducă un defazaj suplimentar este necesar ca reactanța capacitivă să fie mult mai mică decît rezistența din emitor:

$$\frac{1}{2\pi f_0 C_e} \ll R_e \quad (2.33)$$

De asemenea, în cazul oscilatorului cu rețea de defazare trece-jos este necesar ca reactanța capacității de cuplaj C_b să fie mult mai mică decît impedanța de intrare a tranzistorului

$$\frac{1}{2\pi f_0 C_b} \ll h_{11e} \quad (2.34)$$

Frecvența maximă de oscilație are o valoare mai ridicată la oscilatorul cu rețea de defazare trece-jos. Acest lucru se datorește faptului că la frecvențe înalte defazajul introdus de tranzistor este mai mic de 180° , iar rețeaua trece-jos poate realiza un defazaj mai mic de 180° și de semn contrar celui introdus de către amplificator, astfel încît defazajul total al semnalului adus la intrare prin rețeaua de reacție să fie egal cu zero. În același timp amplificarea de curent a tranzistorului a scăzut, această scădere fiind însă compensată de

scăderea atenuării rețelei la un defazaj mai mic de 180° , în acest fel fiind îndeplinită și condiția de amplitudine. Frecvența maximă de oscilație este de ordinul frecvenței de tăiere a tranzistorului în montaj emitor comun f_β . La frecvențe joase este de preferat oscilatorul cu rețea de defazare trece-jos deoarece acest montaj poate atinge o frecvență de oscilație mai joasă pentru aceleași valori ale lui R și C .

2.2.3. Oscilatoare cu rețea de defazare cu tranzistoare cu efect de câmp

Tranzistorul cu efect de câmp poate fi considerat între drenă și sursă ca un generator de tensiune. El prezintă între grilă și sursă o impedanță de intrare foarte mare, care practic poate fi considerată infinită. De aceea la aceste oscilatoare rețeaua de reacție este alimentată de la un generator de tensiune, ieșirea rețelei fiind în gol.

În fig. 2.15 este prezentată schema de principiu a unui oscilator cu rețea de defazare trece-sus.

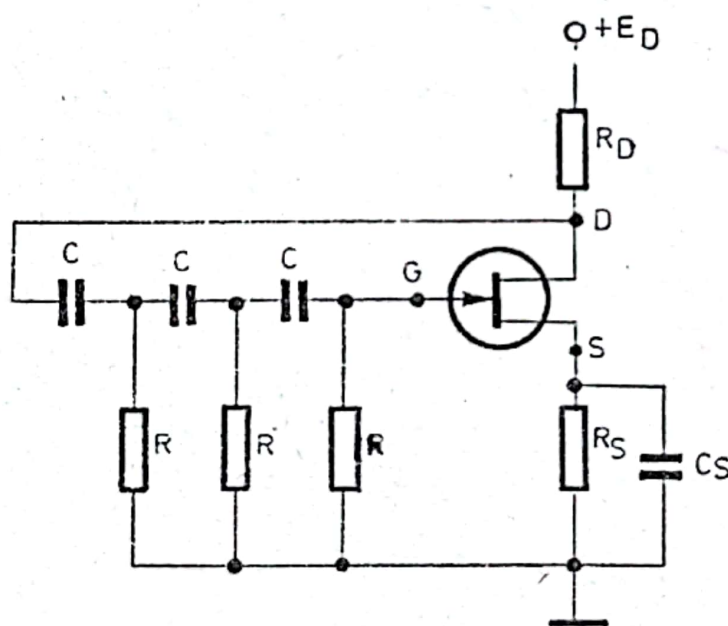


Fig. 2.15. Schema de principiu a unui oscilator cu rețea de defazare trece-sus cu tranzistor cu efect de câmp.

Circuitul echivalent al acestui oscilator este arătat în fig. 2.16, unde μ este coeficientul de amplificare, iar r_d este rezistența internă a drenei tranzistorului cu efect de câmp.

Aplicînd acestui circuit legile lui Kirchoff se obține atenuarea de tensiune a rețelei de reacție:

$$\gamma = \frac{u_d}{u_g} = 1 - \frac{5}{\omega^2 R^2 C^2} - j \left(\frac{6}{\omega RC} - \frac{1}{\omega^3 R^3 C^3} \right) \quad (2.35)$$

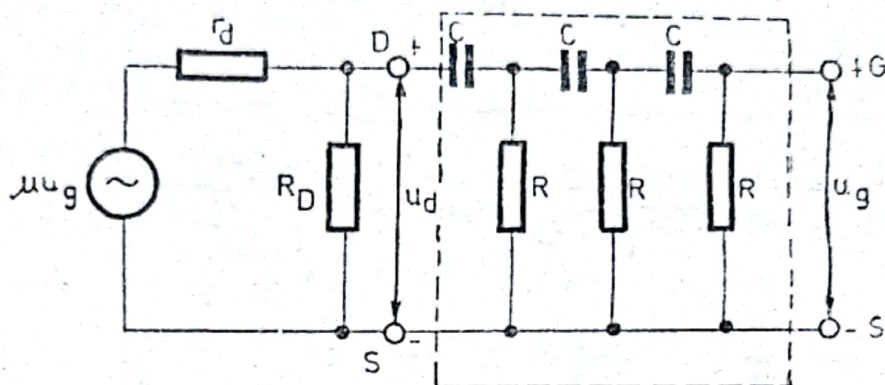


Fig. 2.16. Circuitul echivalent al oscilatorului cu rețea de defazare trece-sus cu tranzistor cu efect de câmp.

Frecvența de oscilație se obține egalînd cu zero partea imaginară a acestei relații:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC\sqrt{6}} \quad (2.36)$$

iar din partea reală a ei rezultă atenuarea de tensiune la această frecvență:

$$\gamma_0 = 29 \quad (2.37)$$

Pentru amorsarea oscilațiilor este necesar ca amplificarea etajului amplificator să compenseze atenuarea rețelei:

$$A \geq \gamma_0 \quad (2.38)$$

unde amplificarea de tensiune a etajului este dată de relația:

$$A = \frac{\mu R_D}{r_d + R_D} = g_m R_D \quad (2.39)$$

De obicei, în practică se alege

$$A = 1,1\gamma_0 \quad (2.40)$$

deci cu un tranzistor cu efect de câmp care are $\mu < 29$, nu se pot obține oscilații.

Schema de principiu a unui oscilator cu rețea de defazare trece-jos este arătată în fig. 2.17.

Circuitul echivalent al oscilatorului este arătat în fig. 2.18.

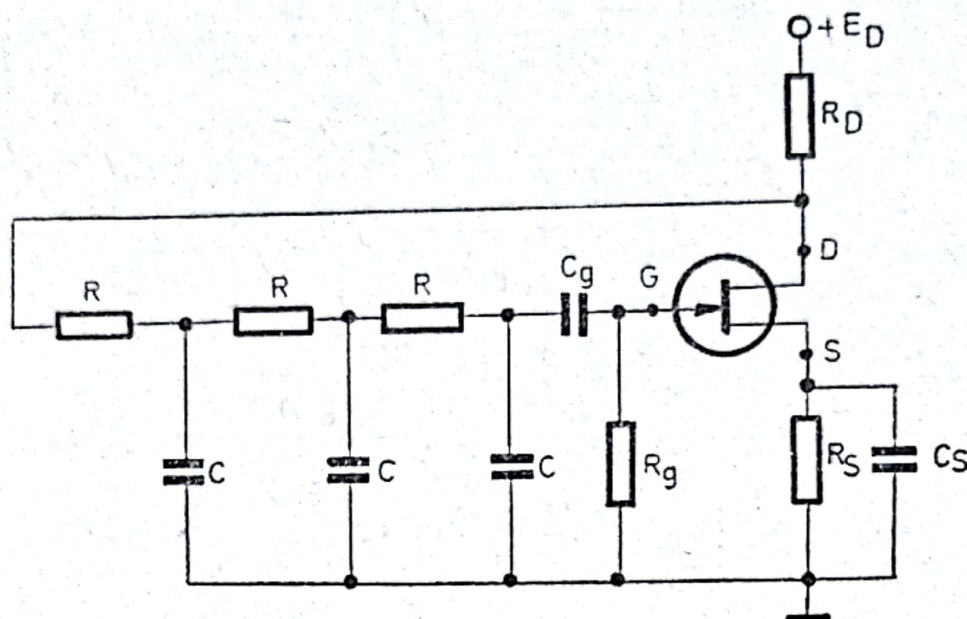


Fig. 2.17. Schema de principiu a unui oscilator cu rețea de defazare trece-jos cu tranzistor cu efect de câmp.

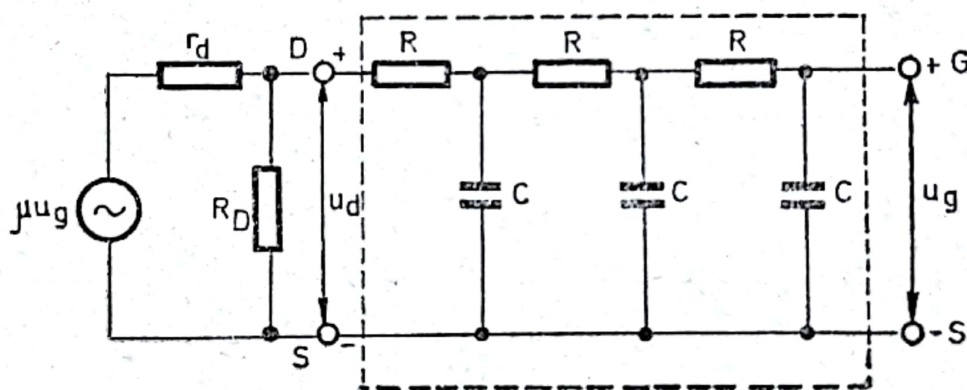


Fig. 2.18. Circuitul echivalent al oscilatorului cu rețea de defazare trece-jos cu tranzistor cu efect de câmp.

În mod analog se obține atenuarea de tensiune a rețelei de reacție:

$$\gamma = \frac{u_d}{u_g} = 1 - 5\omega^2 R^2 C^2 - j(\omega^3 R^3 C^3 - 6\omega RC) \quad (2.41)$$

din care rezultă frecvența de oscilație:

$$f_0 = \frac{\sqrt{6}}{2\pi RC} \quad (2.42)$$

și atenuarea de tensiune la această frecvență, care are aceiași valoare ca și în cazul oscilatorului cu rețea de defazare trece-sus

($\gamma_0=29$). Este de remarcat că frecvența de oscilație a acestui tip de oscilator este de șase ori mai mare decât a oscilatorului cu rețea de defazare trece-sus pentru aceleași valori ale rezistențelor și capacităților rețelei. De aceea este recomandabilă utilizarea acestui oscilator la frecvențe mai ridicate.

Un calcul rapid al elementelor rețelei de defazare poate fi efectuat cu ajutorul nomogramei din fig. 2.19, în care s-a notat cu f_I frecvența de oscilație a oscilatorului cu rețea de defazare trece-sus și cu f_{II} a celui cu rețea trece-jos. Dacă este dată frecvența de oscilație și se alege valoarea uneia dintre componentele rețelei RC , se va determina valoarea celeilalte, prelungind dreapta care unește diviziunile ce corespund acestor valori pînă la întâlnirea cu cea de-a treia scară, unde va fi găsită valoarea cerută.

De exemplu, dacă sînt date $f_I=550$ Hz și $C=3\ 000$ pf, va rezulta $R=40\ K\Omega$, iar dacă $f_{II}=3\ 250$ Hz și $C=3\ 000$ pf, vom obține $R=40\ K\Omega$.

Pentru a obține oscilații cu un amplificator ce are o amplificare de tensiune mai mică de 29 se poate utiliza o rețea de reacție cu un număr mai mare de rețele de defazare. Într-o formă generală, relația pentru frecvența de oscilație poate fi scrisă:

$$f_0 = \frac{\alpha}{2\pi RC} \quad (2.43)$$

unde α este coeficient care depinde de tipul rețelei și de numărul de rețele RC utilizate.

În tabelul 2.1 sînt indicate valorile coeficientului α și ale atenuărilor γ_0 , γ_2 , γ_3 corespunzătoare frecvențelor de oscilație f_0 și armo-

Tabel 2.1

Valorile coeficientului α și ale atenuărilor γ_0 , γ_2 , γ_3 .

Nr. de rețele RC	Atenuarea γ_0	Coeficientul α		Atenuarea γ_2		Atenuarea γ_3	
		Rețea trece sus	Rețea trece jos	Rețea trece sus	Rețea trece jos	Rețea trece sus	Rețea trece jos
3	29	0,41	2,45	86	150	5,1	450
4	18,4	0,84	1,2	6,1	90	3,9	295
5	14,3	1,41	0,71	5,3	62	3,2	195
6	13,7	1,96	0,51	—	—	—	—
7	13,2	2,7	0,37	—	—	—	—
8	12,8	3,6	0,28	—	—	—	—

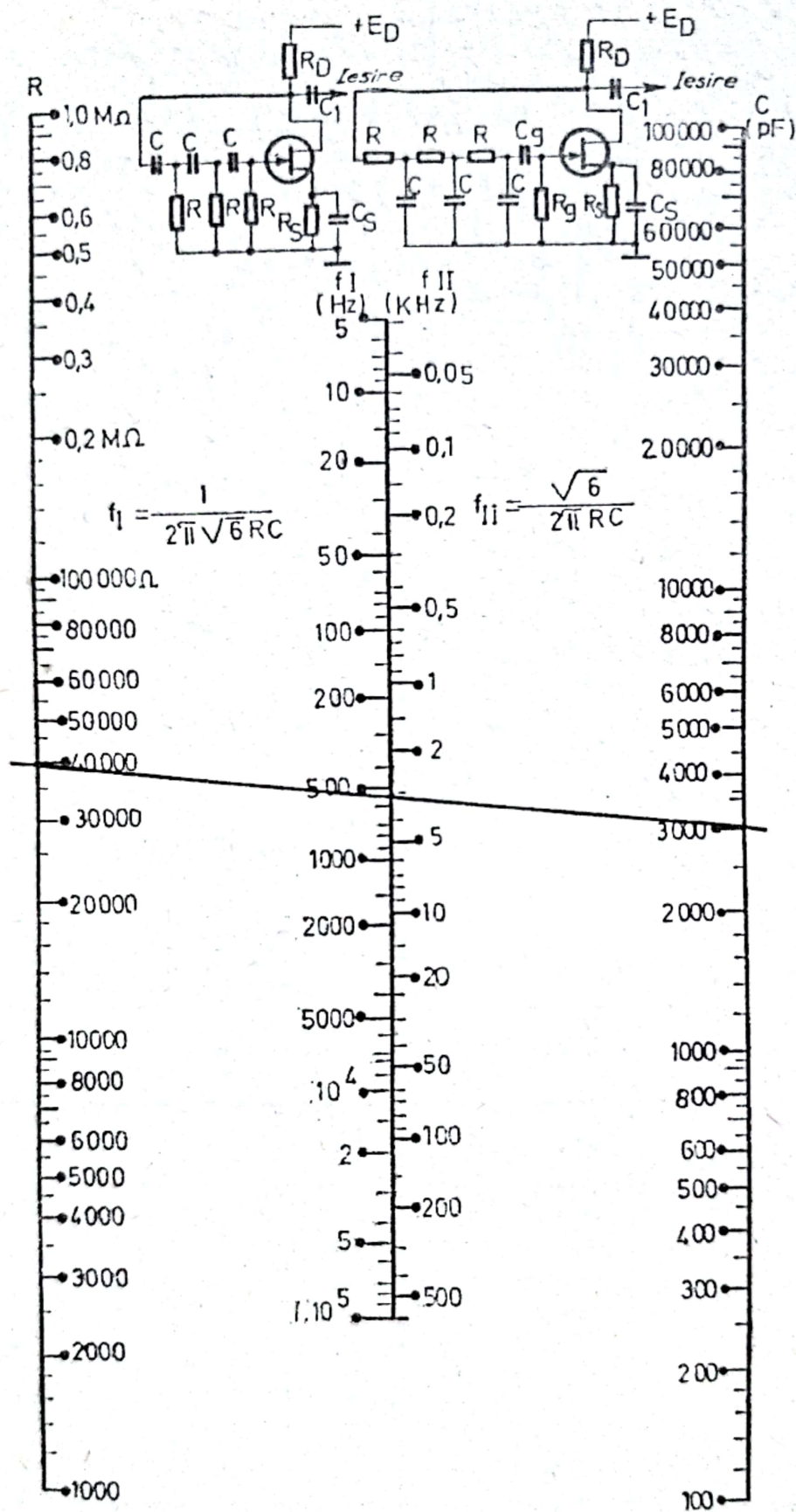


Fig. 2.19. Nomogramă pentru calculul elementelor rețelei de defazare.

nicilor a 2-a și a 3-a pentru un circuit de reacție format din mai multe rețele RC.

Se poate constata că frecvența de oscilație crește odată cu creșterea numărului de rețele de defazare la oscilatoarele cu rețea de defazare trece-sus și scade la cele cu rețea trece-jos. De asemenea, o creștere a numărului de rețele de defazare peste cifra 5 nu este indicată deoarece nu duce la o scădere simțitoare a atenuării γ_0 a rețelei. Se poate vedea că din punctul de vedere al formei de undă este preferabilă rețeaua de defazare trece-jos, deoarece armonicile sînt puternic atenuate.

Deoarece la stabilirea condițiilor de oscilație s-a considerat că rețeaua de defazare este alimentată de la un generator de tensiune, este necesar ca impedanța de ieșire a etajului amplificator, formată din rezistența R_D și rezistența internă a drenei r_d , să fie mult mai mică decît impedanța de intrare a rețelei defazoare z_i .

$$\frac{R_D r_d}{R_D + r_d} \ll z_i \quad (2.44)$$

S-a considerat de asemenea că rețeaua de defazare debitează în gol și prin urmare impedanța de intrare a amplificatorului trebuie să fie mult mai mare decît impedanța de ieșire a rețelei $z_{ieș}$:

$$R_{intr} \gg z_{ieș} \quad (2.45)$$

Aceste relații indică domeniul de alegere a valorilor rezistențelor R ale rețelei. La frecvențe joase, valoarea maximă a rezistenței R trebuie să satisfacă relația:

$$R_{max} \leq 0,1 \frac{R_{intr} R_{iz}}{R_{intr} + R_{iz}} \quad (2.46)$$

unde R_{iz} este rezistența de izolație a condensatorului C al rețelei. În mod obișnuit R_{max} este de $10 \div 15 \text{ M}\Omega$.

La frecvențe înalte, valoarea minimă a rezistenței R este:

$$R_{min} \geq 10 \frac{R_D r_d}{R_D + r_d} \quad (2.47)$$

De obicei R_{min} este de ordinul a $2 \div 3 \text{ K}\Omega$. Rezultă că domeniul de alegere a acestor rezistențe este de $2 \text{ K} \div 15 \text{ M}\Omega$. Acestea sînt rezistențe chimice cu o bună stabilitate în timp sau sînt rezistențe bobinate antiinductiv, dacă sînt de valoare mică.

Valorile capacităților C ale rețelei nu pot fi alese oricît de mari, deoarece va rezulta o micșorare a rezistenței de izolație și o mărire a dimensiunilor condensatoarelor, care va avea ca efect o creștere a capacităților parazite față de masă. Valoarea minimă este de-

terminată de valorile capacităților parazite ce pot să apară în montaj: capacitatea parazită a rezistențelor și condensatoarelor, a conductoarelor de legătură cât și capacitățile de intrare și ieșire a tranzistorului cu efect de câmp. În practică se utilizează condensatoare de valori cuprinse între 60 pF și 10 μF.

De remarcat că în cazul montajului oscilatorului cu rețea de defazare trece-jos (fig. 2.17) impedanța de intrare a amplificatorului este chiar rezistența R_g din grila tranzistorului cu efect de câmp. Pentru acest montaj este necesar ca valoarea reactanței capacității de cuplaj C_b să fie mult mai mică decât valoarea rezistenței R_g :

$$\frac{1}{2\pi f_0 C_b} \ll R_g \quad (2.48)$$

Pentru ca circuitul $R_s C_s$ din sursa tranzistorului cu efect de câmp să nu introducă un defazaj suplimentar, trebuie ca reactanța capacitivă a condensatorului la frecvența de oscilație să fie mult mai mică decât rezistența șuntată de el:

$$\frac{1}{2\pi f_0 C_s} \ll R_s \quad (2.49)$$

Tranzistorul cu efect de câmp poate fi înlocuit cu două tranzistoare bipolare conectate în montaj Darlington ca în fig. 2.20.

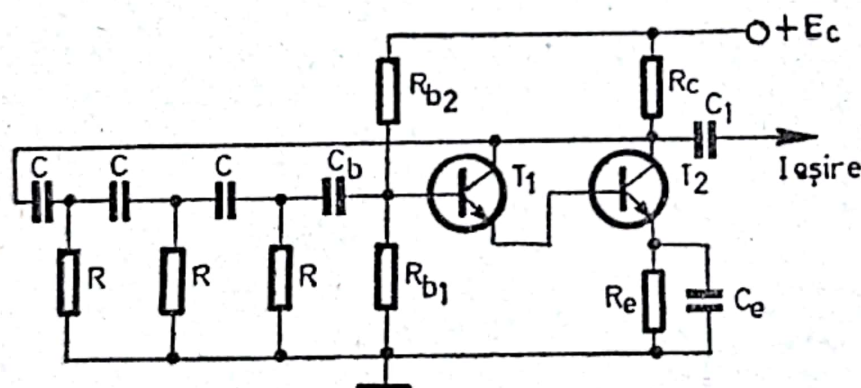


Fig. 2.20. Schema de principiu a unui oscilator cu rețea de defazare cu tranzistoare bipolare în montaj Darlington.

Stabilitatea frecvenței oscilatorului depinde, în principal de variațiile sursei de alimentare și ale temperaturii mediului ambiant, aceasta din urmă influențând valorile elementelor R și C .

Variația tensiunii de alimentare are ca efect modificarea parametrilor tranzistorului bipolar sau cu efect de câmp, care la rândul lor influențează amplificarea etajului amplificator. Stabilitatea în timp a frecvenței este determinată de stabilitatea elementelor R și C . În

practică, variația elementelor R și C cu temperatura are o influență mult mai mare asupra stabilității frecvenței de oscilație decât variația sursei de alimentare.

Amplificarea etajului amplificator are o valoare critică, deoarece ea trebuie să fie reglată astfel ca oscilatorului să fie aproape de limita de amorsare a oscilațiilor, în acest caz, obținându-se o tensiune sinusoidală cu un conținut redus de armonici. O creștere cu 10% a valorii amplificării va provoca o creștere foarte importantă a conținutului de armonici, deoarece limitarea amplitudinii oscilațiilor se realizează cu ajutorul neliniarității caracteristicilor tranzistorului bipolar sau cu efect de cîmp. Acest lucru poate fi evitat printr-o reacție negativă, care se obține utilizînd în emitor sau sursă o rezistență R_e sau R_s nedecuplată. Pentru asigurarea stabilității oscilatorului este necesar să se utilizeze un etaj separator între oscilator și sarcină. Oscilatoarele cu rețea de defazare RC nu pot fi utilizate ca oscilatoare de frecvență variabilă, deoarece ar trebui să fie variate simultan fie cele trei rezistențe, fie cele trei condensatoare ale rețelei de reacție. Pentru obținerea unei frecvențe de oscilație de valoare ridicată se va utiliza un oscilator cu rețea de defazare trece-jos realizat cu un tranzistor de înaltă frecvență. Acest tranzistor trebuie să aibă o frecvență de tranziție f_T de valoare mare. Frecvența maximă de oscilație ce se obține în practică este de aproximativ 10 MHz.

În concluzie se poate spune că, cu toate aceste neajunsuri, aceste oscilatoare prezintă avantajul că sînt simple și ușor de construit.

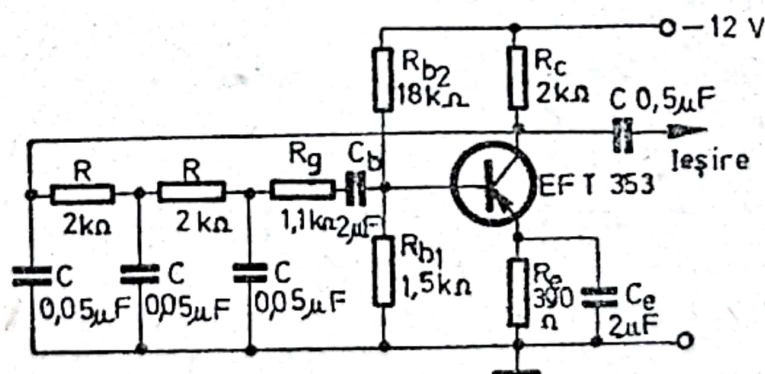


Fig. 2.21. Oscilator cu rețea de defazare trece-jos realizat cu tranzistorul bipolar EFT 353.

Exemplu de calcul. Să se calculeze un oscilator cu rețea de defazare trece-jos cu tranzistor bipolar (fig. 2.21), avînd următoarele caracteristici:

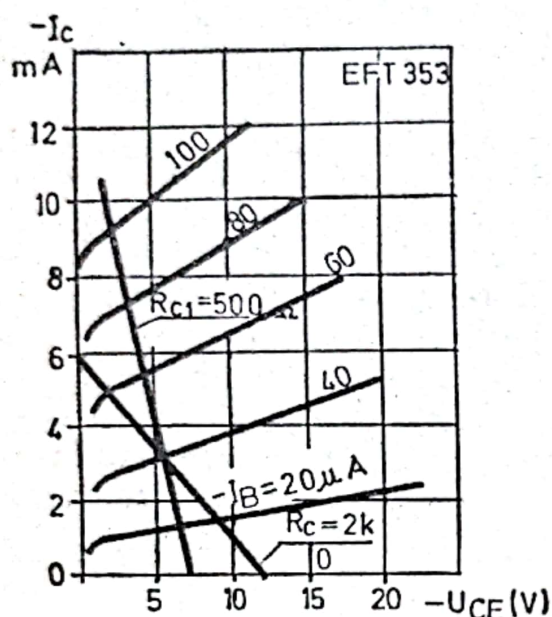
$$f_0 = 5 \text{ kHz}; E_c = -12 \text{ V}.$$

— Se alege $R=R_c$ și din relația 2.24 se calculează produsul RC

$$RC = \frac{\sqrt{10}}{6,28 \times 5000} = 10^{-4}$$

— Se alege capacitatea rețelei $C=0,05 \mu F$ tip CM 1 094 N/IPRS și rezultă: $R=2 k\Omega$.

— Avînd în vedere că $\gamma_0=56$ se poate alege tranzistorul din condiția $h_{21e} > \gamma_0$ care este îndeplinită de tranzistorul EFT 353 care are un h_{21e} mediu egal cu 80.



— Cunoscîndu-se tranzistorul se poate alege punctul de funcționare prin trasarea dreptei de sarcină $R_c=2 k\Omega$ (fig. 2.22) și rezultă:
formula

$$I_{b0}=40 \mu A; I_{c0}=3 mA, U_{ce}=-5,5 V, \\ U_{be}=-0,2 V$$

— Cu aceste mărimi se determină valoarea rezistențelor R_e , R_{b1} și R_{b2} . Căderea de tensiune pe R_e se alege aproximativ egală cu $E_c/10$ și rezultă:

Fig. 2.22. Caracteristica $I_c=f(U_{CE})$ pentru tranzistorul EFT 353.

$$R_e = \frac{U_{Re}}{I_{c0}} = \frac{1,2}{3 \times 10^{-3}} = 400 \Omega$$

Avînd în vedere că prin rezistențele de polarizare se asigură și o stabilitate termică și alegînd acest coeficient $S=5$, se determină valoarea rezistenței R_{b1} :

$$R_{b1} = (S-1)R_e = 400 (5-1) = 1,6 k\Omega,$$

iar rezistența R_{b2} :

$$R_{b2} = R_{b1} \frac{E_c - U_{Re}}{U_{Re}} = 1,6 \frac{(12-1,2)}{1,2} \simeq 17,6 k\Omega$$

Se aleg rezistențele chimice de fabricație IPRS, tip RC 1025/0,5 W și anume:

$$R_e = 390 \Omega \pm 10\%; R_{b1} = 1,5 k\Omega \pm 10\%; R_{b2} = 18 k\Omega \pm 10\%.$$

La realizarea practică a oscilatorului se va ajusta valoarea rezistenței R_{b2} pînă se obține curentul I_{c0} , deoarece în calcul s-a neglijat curentul bazei în raport cu curentul prin cele două rezistențe R_{b1} și R_{b2} .

— Cunoscându-se valoarea rezistenței R_e cît și impedanța de intrare a rețelei defazoare, care este aproximativ egală cu $X_c = \frac{1}{2\pi f_0 C}$, se poate determina impedanța de sarcină în curent alternativ

$$R_{c1} = \frac{R_e \left(\frac{1}{2\pi f_0 C} \right)}{R_e + \frac{1}{2\pi f_0 C}} = \frac{2 \times 10^3 \left(\frac{1}{6,28 \times 5 \times 10^3 \times 50 \times 10^{-9}} \right)}{2 \times 10^3 + \frac{1}{6,28 \times 5 \times 10^3 \times 50 \times 10^{-9}}} \approx 500 \Omega$$

— Pentru determinarea amplitudinii semnalului se trasează caracteristica dinamică R_{c1} și se obține o valoare de 1,5 V. Valoarea capacității C_b se determină din condiția ca:

$$\frac{1}{2\pi f_0 C_b} \leq \frac{h_{11e}}{10} \leftrightarrow C_b \geq \frac{10}{6,28 \times 5 \times 10^3 \times 2,3 \times 10^3} = 1,59 \mu F$$

Se alege $C_b = 2 \mu F$ tip CH 1021 A/IPRS.

— Valoarea capacității din emitor se determină din condiția ca reacțanța ei să fie mult mai mică decît rezistența R_e

$$C_e \geq \frac{10}{2\pi f_0 R_e} = \frac{10}{6,28 \times 5 \times 10^3 \times 400} = 0,8 \mu F$$

Se alege $C_e = 2 \mu F$, tip CH 1021 A/IPRS.

— Valoarea rezistenței R_a se determină din relația:

$$R_a \approx R - \frac{h_{11e} R_{b1}}{h_{11e} + R_{b1}} = 2 \times 10^3 - \frac{2,3 \times 10^3 \times 1,5 \times 10^3}{2,3 \times 10^3 + 1,5 \times 10^3} \approx 1,1 K\Omega$$

2.3. Oscilatoare cu rețea Wien

2.3.1. Rețea Wien

O rețea cu proprietăți selective bune și cu o bună utilizare la oscilatoarele de audiofrecvență datorită avantajelor pe care le prezintă față de alte rețele este rețeaua Wien. În fig. 2.23 este prezentată o rețea Wien alimentată de la un generator de tensiune, ieșirea fiind considerată în gol. Se observă că această rețea este compusă din două rețele de defazare: o rețea trece-sus formată din C_1 și R_2 și o rețea trece-jos formată din R_1 și C_2 . În fig. 2.2 și fig. 2.4 s-a arătat comportarea acestor elemente în raport cu frecvența și s-a constatat că rețeaua trece-sus introduce un defazaj pozitiv, iar cea

trece jos un defazaj negativ. Există deci posibilitatea ca în rețeaua Wien să se obțină la o anumită frecvență f_0 , un defazaj nul între tensiunea de intrare u_1 și cea de ieșire u_2 . Valoarea f_0 a frecvenței depinde de valorile rezistențelor și capacităților care formează rețeaua.

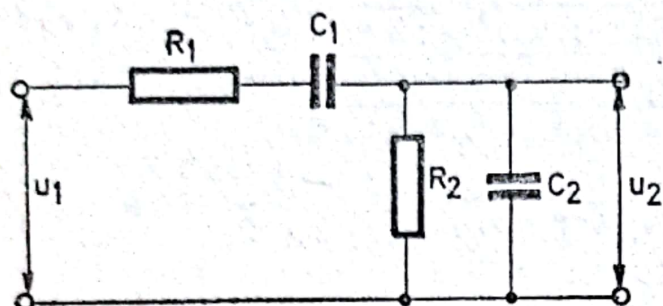


Fig. 2.23. Rețea Wien alimentată de un generator de tensiune.

Notăm cu Z_1 și Z_2 impedanțele celor două brațe ale rețelei:

$$Z_1 = R_1 + \frac{1}{j\omega C_1} \quad (2.50)$$

$$Z_2 = \frac{R_2}{1 + j\omega R_2 C_2} \quad (2.51)$$

Funcția de transfer a rețelei poate fi scrisă sub forma:

$$\frac{u_2}{u_1} = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} \quad (2.52)$$

unde $u_1 = U_1 e^{j\varphi_1}$ și $u_2 = U_2 e^{j\varphi_2}$.

Înlocuind pe Z_1 și Z_2 se obține:

$$\frac{u_2}{u_1} = \frac{1}{1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1} + j \left(\omega R_1 C_2 - \frac{1}{\omega R_2 C_1} \right)} \quad (2.53)$$

Anulînd partea imaginară a acestei expresii se va obține frecvența f_0 la care defazajul este nul:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (2.54)$$

Funcția de transfer pentru această valoare a frecvenței devine:

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1}} \quad (2.55)$$

În general, valorile rezistențelor și capacităților se aleg egale, adică $R_1=R_2=R$ și $C_1=C_2=C$. În acest caz funcția de transfer (2.53) poate fi scrisă sub forma:

$$\frac{u_2}{u_1} = \frac{1}{3 + j \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)} = \frac{1}{3 + jx} \quad (2.56)$$

unde s-a notat:

$$\omega_0 = \frac{1}{RC} \text{ și } x = \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \quad (2.57)$$

Această expresie a funcției de transfer este reprezentată grafic în modul și fază în fig. 2.24, unde:

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{\sqrt{9+x^2}} \quad (2.58)$$

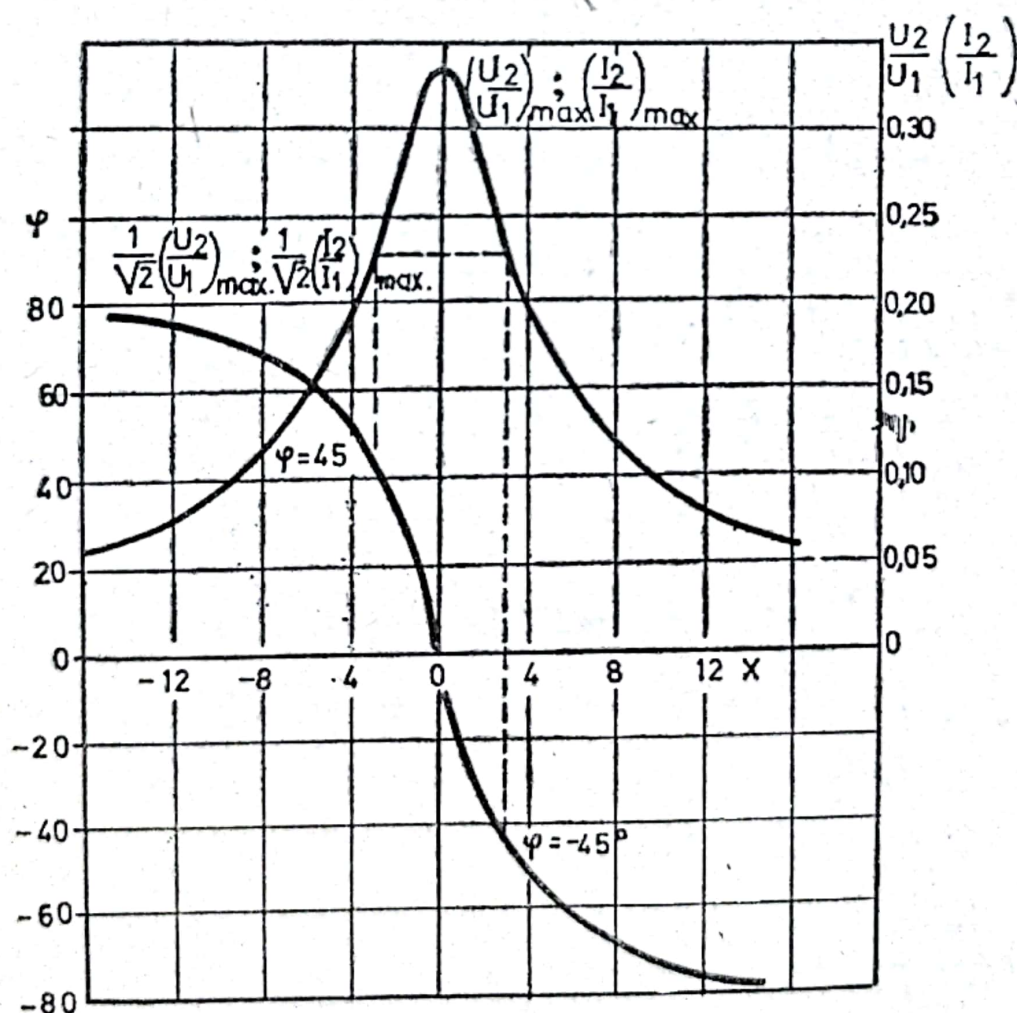


Fig. 2.24. Reprezentarea grafică în modul și fază a funcției de transfer a rețelei Wien.

reprezintă modulul funcției de transfer, iar

$$\varphi = \varphi_2 - \varphi_1 = \arctg \left(-\frac{x}{3} \right) \quad (2.59)$$

este defazajul dintre tensiunea de ieșire u_2 și cea de intrare u_1 .

Se observă că dependența de frecvență a rețelei Wien este asemănătoare cu cea a unui circuit oscilant LC . La frecvența $f=f_0$ funcția de transfer are o valoare maximă:

$$\left(\frac{U_2}{U_1} \right)_{\max} = \frac{1}{3} \quad (2.60)$$

atenuarea rețelei avînd o valoare minimă:

$$\gamma_0 = \left(\frac{U_1}{U_2} \right)_{\min} = 3 \quad (2.61)$$

iar defazajul

$$\varphi = 0 \quad (2.62)$$

La un defazaj de $\pm 45^\circ$ valoarea funcției de transfer scade la $\frac{1}{\sqrt{2}}$ din valoarea sa maximă, deci rețeaua Wien se comportă ca un circuit selectiv. Funcția de transfer poate fi reprezentată grafic și pentru rapoarte $\frac{R_1}{R_2}$ și $\frac{C_2}{C_1}$ diferite de 1, obținîndu-se curbe de selectivitate diferite. De exemplu, pentru $\frac{R_2}{R_1} = 0,1$ și $\frac{C_2}{C_1} = 10$, se obține o selectivitate mai bună decît în cazul în care aceste rapoarte sînt

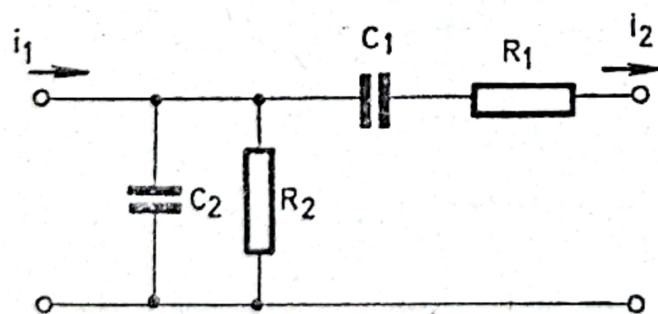


Fig. 2.25. Rețea Wien alimentată de la un generator de curent.

egale cu 1, însă atenuarea rețelei crește foarte mult ($\gamma_0=21$) și de aceea, în practică, se utilizează rețeaua la care $R_1=R_2=R$ și $C_1=C_2=C$.

O rețea Wien poate fi alimentată de la un generator de curent, ieșirea rețelei fiind în scurtcircuit ca în fig. 2.25.

Funcția de transfer a rețelei va avea următoarea expresie:

$$\frac{i_2}{i_1} = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} \quad (2.63)$$

unde $i_1 = I_1 e^{j\varphi_1}$ și $i_2 = I_2 e^{j\varphi_2}$.

Această relație este identică cu cea stabilită în cazul alimentării rețelei Wien de la un generator de tensiune (2.52).

Frecvența la care defazajul dintre curentul i_2 și i_1 este nul este dată de relația:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (2.64)$$

iar funcția de transfer la această frecvență este:

$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{1}{1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1}} \quad (2.65)$$

În fig. 2.24 este reprezentată grafic în modul și fază funcția de transfer a rețelei Wien alimentată de la un generator de curent.

2.3.2. Oscilatoare cu rețea Wien cu tranzistoare bipolare

Schema bloc a unui oscilator cu rețea Wien în care amplificatorul alimentează în tensiune rețeaua este arătată în fig. 2.26. Rețeaua Wien este conectată la amplificator astfel încât să se realizeze o reacție pozitivă. Deoarece defazajul introdus de rețea este nul, este necesar ca defazajul amplificatorului să fie egal cu $2k\pi$; deci amplificatorul trebuie să aibă un număr par de etaje, de obicei două. În acest caz, frecvența de oscilație este chiar frecvența de defazaj nul a rețelei Wien:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \quad (2.66)$$

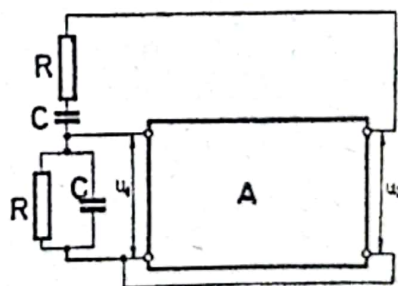


Fig. 2.26. Schema bloc a unui oscilator cu rețea Wien.

Din condiția de amplitudine rezultă că pentru obținerea oscilațiilor este necesar ca amplificarea de tensiune globală să fie mai mare sau cel puțin egală cu atenuarea rețelei la frecvența f_0 :

$$A \geq 1 \quad (2.67)$$

Pentru obținerea unui semnal cu distorsiuni mici este necesar ca oscilatorul să fie menținut la limita de amorsare a oscilațiilor. Aceasta pentru că, spre deosebire de oscilatoarele LC la care selectivitatea circuitului păstrează semnalul practic sinusoidal chiar dacă gradul de reacție este destul de important, oscilatoarele cu rețea Wien vor furniza un semnal puternic distorsionat la depășirea li-

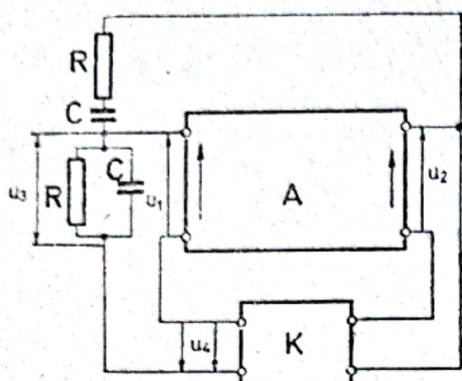


Fig. 2.27. Schema bloc a unui oscilator cu rețea Wien cu reacție negativă.

mitei de amorsare a oscilațiilor. Armonicele semnalului vor fi insuficient filtrate datorită factorului de calitate redus al rețelei Wien ($Q \approx 0,5$). Este suficientă o foarte mică variație a valorii amplificării pentru ca oscilațiile să înceteze sau, din contra, ca amplitudinea lor să crească și să fie limitată de neliniaritatea caracteristicilor tranzistoarelor, coeficientul de distorsiuni devenind considerabil. Deoarece valoarea amplificării depinde de frecvență și de tensiunea de alimentare a tranzistoarelor, este necesară aplicarea unei reacții negative pentru stabilizarea amplificării (fig. 2.27). Amplitudinile oscilațiilor nu vor depăși regiunea liniară a caracteristicilor tranzistoarelor, deci cele două etaje de amplificare vor lucra în clasă A. Prin introducerea reacției negative nu se modifică frecvența de oscilație însă se stabilește o nouă relație între atenuarea γ_0 a rețelei Wien, amplificarea A și coeficientul de reacție negativă K . Din fig. 2.27 se poate deduce relația:

$$K \leq \frac{1}{\gamma_0} - \frac{1}{A} \quad (2.68)$$

unde:

$$K = \frac{U_4}{U_2}; \quad A = \frac{U_2}{U_1}; \quad \gamma_0 = \frac{U_2}{U_3}$$

$$\text{și } u_1 = U_1 e^{j\varphi_1}, \quad u_2 = U_2 e^{j\varphi_2}, \quad u_3 = U_3 e^{j\varphi_3}, \quad u_4 = U_4 e^{j\varphi_4}$$

În general, amplificarea A este mult mai mare decât atenuarea γ_0 a rețelei (amplificarea a două etaje de amplificare poate ajunge de ordinul a câtorva sute), deci coeficientul de reacție negativă este aproximativ egal cu valoarea maximă a modulului funcției de transfer a rețelei Wien:

$$K \approx \frac{1}{\gamma_0} = \frac{1}{3} \quad (2.69)$$

În acest fel amplificarea globală este redusă la o valoare egală cu 3 cu ajutorul reacției negative.

În concluzie, se poate spune că oscilatorul cu rețea Wien este format dintr-un amplificator căruia i se aplică o reacție pozitivă selectivă și una negativă neselectivă. La frecvența f_0 la care modulul funcției de transfer al rețelei Wien prin care se realizează reacția pozitivă este maxim și depășește cu puțin coeficientul de reacție negativă, va avea loc o compensare a reacției negative, amplificatorul începînd să oscileze datorită reacției pozitive rămase în circuit. Acest amplificator trebuie să aibă o amplificare constantă în domeniul de frecvențe în care lucrează oscilatorul pentru a nu introduce defazaje suplimentare. Stabilizarea amplitudinii semnalului generat de oscilator poate fi realizată printr-un circuit de reacție negativă ce conține o rezistență neliniară.

Schema de principiu a unui oscilator cu rețea Wien cu reacție negativă neselectivă este prezentată în fig. 2.28. Rețeaua Wien realizează o reacție pozitivă selectivă de la ieșirea amplificatorului A la intrarea 1 neînversoare de fază a lui. Reacția negativă se aplică prin divizorul format de rezistențele r și ρ la intrarea 2 inversoare de fază a amplificatorului. Se constată că rețeaua Wien și rezistențele r și ρ formează o punte. Pentru generarea oscilațiilor este necesar ca puntea să fie neechilibrată. Tensiunea care se aplică între intrările 1 și 2 este egală cu diferența dintre tensiunile U_3 și U_4 , adică $U_1 = U_3 - U_4$. Dacă amplitudinea oscilațiilor U_2 crește, cresc și tensiunile de reacție pozitivă U_3 și reacție negativă U_4 . Creșterea tensiunii U_4 trebuie să fie mai mare decît a tensiunii U_3 , astfel încît micșorarea tensiunii rezultante U_1 să ducă la revenirea la valoarea inițială a tensiunii U_2 . Această creștere suplimentară a tensiunii U_4 se poate realiza utilizînd o rezistență neliniară în locul uneia din rezistențele r și ρ . La creșterea amplitudinii U_2 a semnalului generat va crește și valoarea eficace a curentului prin divizorul de tensiune format din rezistențele r și ρ . În cazul în care ρ este o rezistență neliniară cu coeficient pozitiv de temperatură rezistența ei va crește odată cu mărirea valorii curentului care îl parcurge, iar dacă r este o rezistență neliniară cu coeficient negativ de temperatură rezistența acesteia va scădea cu mărirea valorii curentului. În ambele situații se va obține o mărire suplimentară a tensiunii de reacție negativă U_4 și, în acest fel o limitare a creșterii amplitudinii oscilațiilor. Invers, dacă tensiunea U_2 scade, se va micșora curentul prin rezistențele r

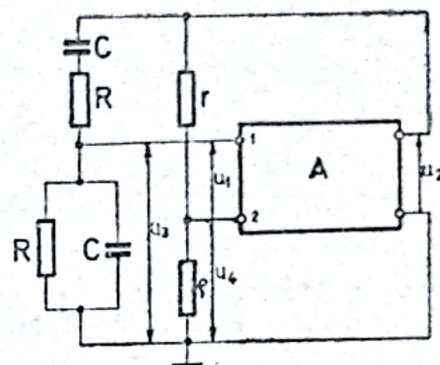


Fig. 2.28. Schema de principiu a unui oscilator cu rețea Wien cu reacție negativă aperiodică.

și ρ , deci tensiunea U_4 se reduce astfel încît creșterea tensiunii U_1 să compenseze scăderea inițială a tensiunii U_2 , realizîndu-se astfel stabilizarea amplitudinii semnalului general.

Deoarece la limita de amorsare a oscilațiilor coeficientul de reacție negativă este egal cu 3, rezultă că:

$$\frac{U_4}{U_2} = \frac{\rho}{r+\rho} \simeq \frac{1}{3} \quad (2.70)$$

Prin urmare între rezistențele r și ρ va exista relația:

$$r \simeq 2\rho \quad (2.71)$$

Această relație este numai aproximativă deoarece, după cum s-a arătat mai înainte, reacția pozitivă trebuie să fie cu puțin mai mare decît cea negativă.

O mărime caracteristică pentru rezistențele neliniare o constituie constanta de timp termică. Aceasta trebuie să îndeplinească condiția:

$$\tau \geq 5 T \quad (2.72)$$

unde T este perioada frecvenței minime de oscilație $\left(T = \frac{1}{f_{min}}\right)$.

Această condiție este necesară pentru ca variațiile rezistenței neliniare să nu poată urmări variațiile de tensiune în timpul perioadei celei mai mari a semnalului generat, limitînd astfel frecvența minimă de oscilație.

Ca rezistența ρ cu coeficient pozitiv de temperatură se poate utiliza fie un bec cu incandescență cu o putere disipată cuprinsă între 0,3 și 5 W, fie un termistor cu coeficient pozitiv de temperatură (PTC). Pentru becul cu incandescență constantă de timp termică poate fi definită ca timpul în care rezistența filamentului crește la dublul valorii sale inițiale corespunzătoare unui curent egal cu zero. Becurile cu incandescență utilizate în practică au constante de timp în limitele de la 1 la 10 s. Filamentele acestor becuri prezintă o inerție termică suficientă chiar și pentru oscilații de frecvență joase de 10—20 Hz. În fig. 2.29 și fig. 2.30 sînt arătate curbele $U_f=f(I_f)$ și $R_f=f(I_f)$ pentru trei tipuri de becuri telefonice. Eficacitatea stabilizării amplitudinii depinde de alegerea punctului de funcționare pe caracteristica $R_f=f(I_s)$. Acest punct trebuie să fie plasat în domeniul de pantă maximă al acestei curbe, în care variația rezistenței filamentului este maximă. În practică rezistența ρ este plasată în emitorul (sursa) tranzistorului din etajul de intrare al amplificatorului. De aceea este de dorit ca raportul dintre amplitudinea curentului alternativ prin becul cu incandescență și componenta continuă a curentului tranzistorului să fie cît mai mare posibil, pentru ca efectul

termic asupra rezistenței filamentului să fie dat numai de curentul alternativ. De obicei se alege:

$$\frac{I_f}{I_0} = 10 \div 20 \quad (2.73)$$

Dacă se utilizează ca rezistență r un termistor cu coeficient negativ de temperatură (NTC) aceasta nu va mai fi parcurs de com-

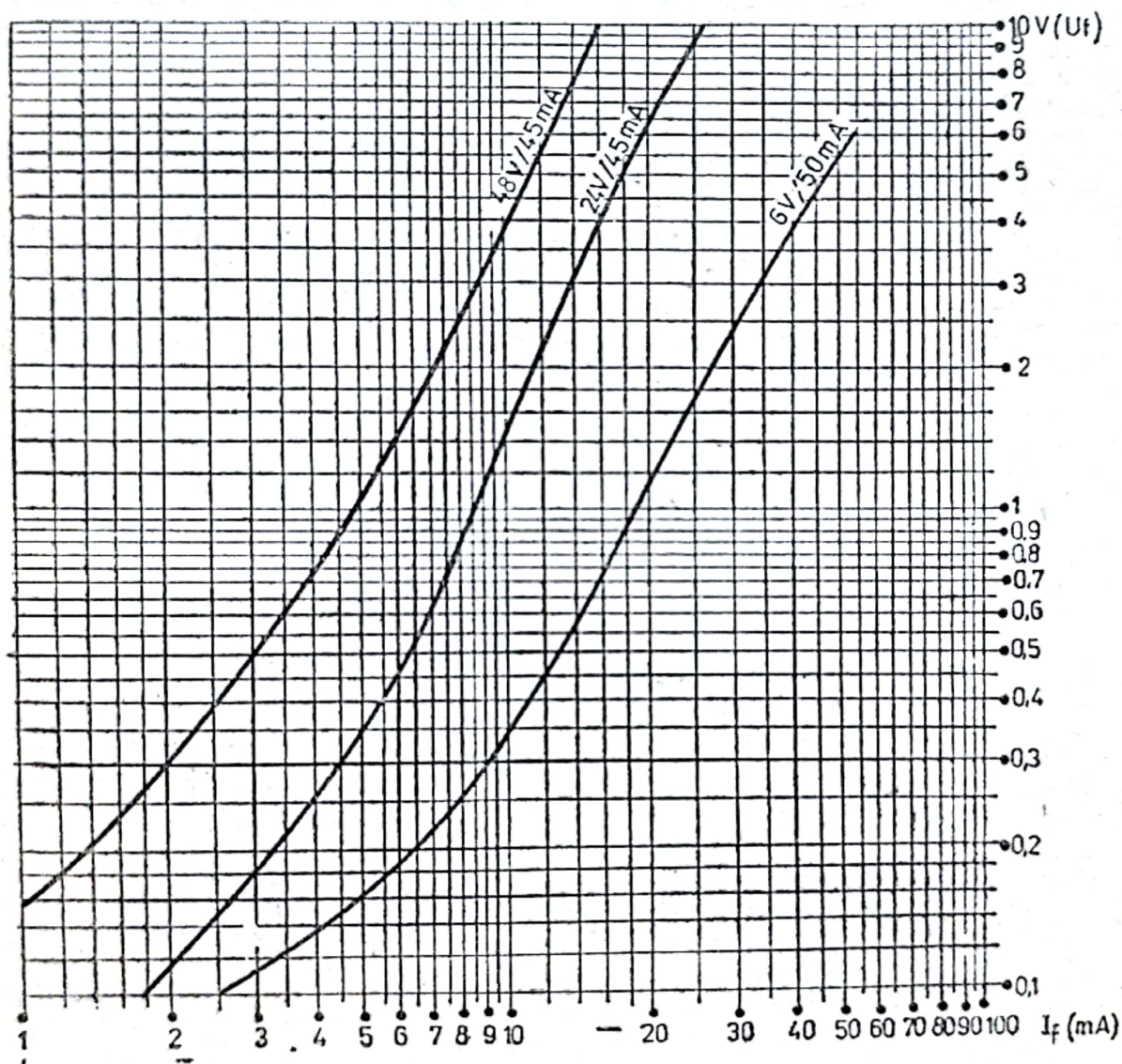


Fig. 2.29. Curbele $U_f = f(I_f)$ pentru trei tipuri de becuri telefonice.

ponenta continuă a curentului de emitor (sursă) al tranzistorului din etajul de intrare al amplificatorului. La alegerea tipului de termistor se va ține cont de următorii parametri principali: factorul de disipație G_t și constanta de timp τ_t . Factorul de disipație exprimat în $W/^\circ C$ este numeric egal cu puterea necesară pentru a crește cu $1^\circ C$ temperatura

termistorului. El depinde de dimensiunile termistorului și de conexiunile adăugate, care se comportă ca niște radiatoare de căldură. Pentru o funcționare satisfăcătoare a oscilatorului acest factor trebuie să fie cuprins între 0,10 și 0,35 mW/°C.

Constanta de timp termică caracterizează viteza de răcire liberă a termistorului și este definită ca timpul necesar pentru ca tempera-

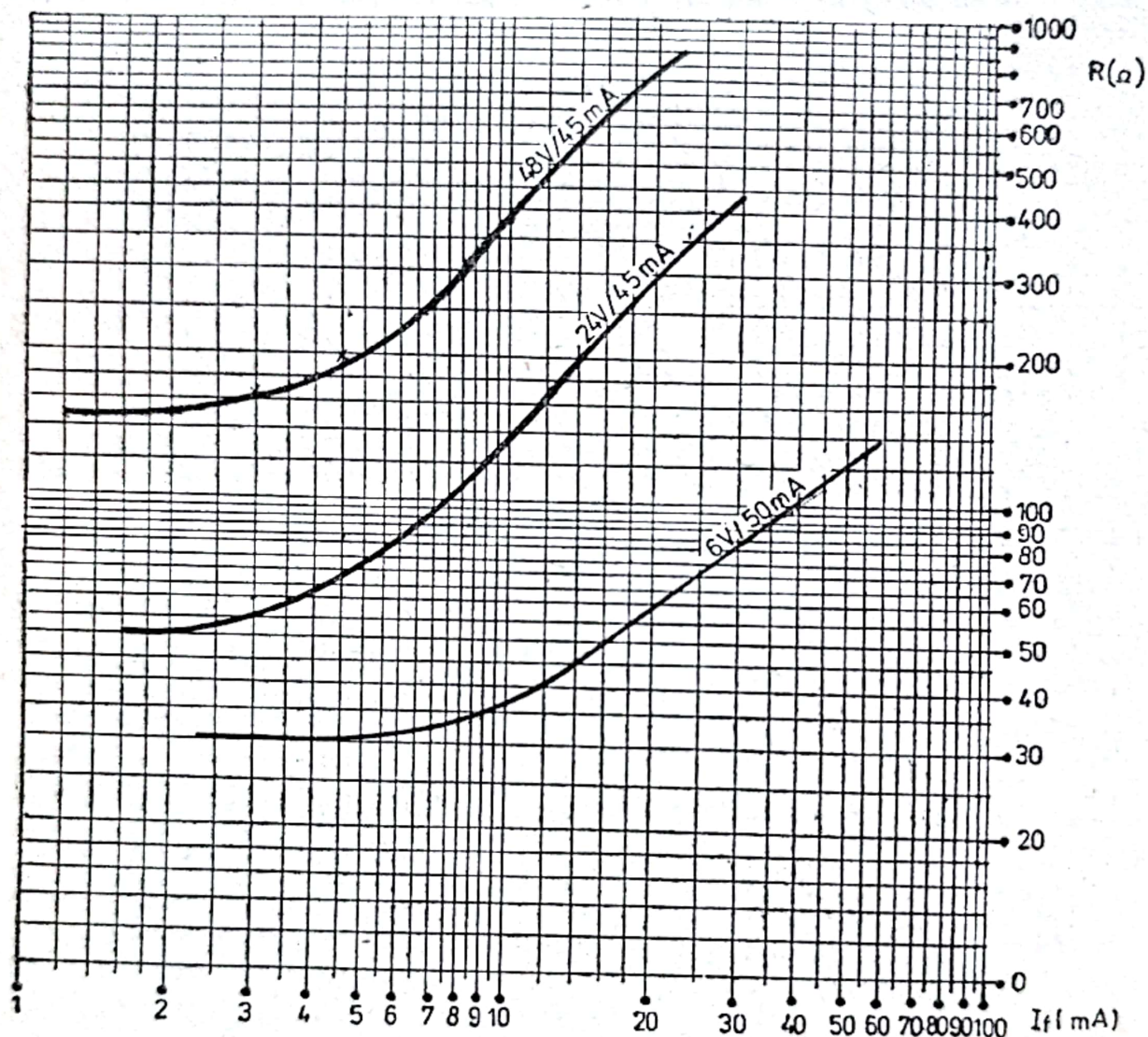


Fig. 2.30. Curbele $R_f=f(I_f)$ pentru trei tipuri de becuri telefonice.

tura termistorului să scadă la 63% în atmosferă în repaus. La fel ca și la becul cu incandescență, valoarea acestei constante trebuie să fie cuprinsă între 1 și 10 s. Valoarea termistorului se va alege din caracteristicile $U_t=f(I_t)$ și $R_t=f(t)$.

În fig. 2.31 sînt prezentate caracteristicile termistoarelor 2322, 6343 Philips [9], care au următorii parametri: puterea disipată

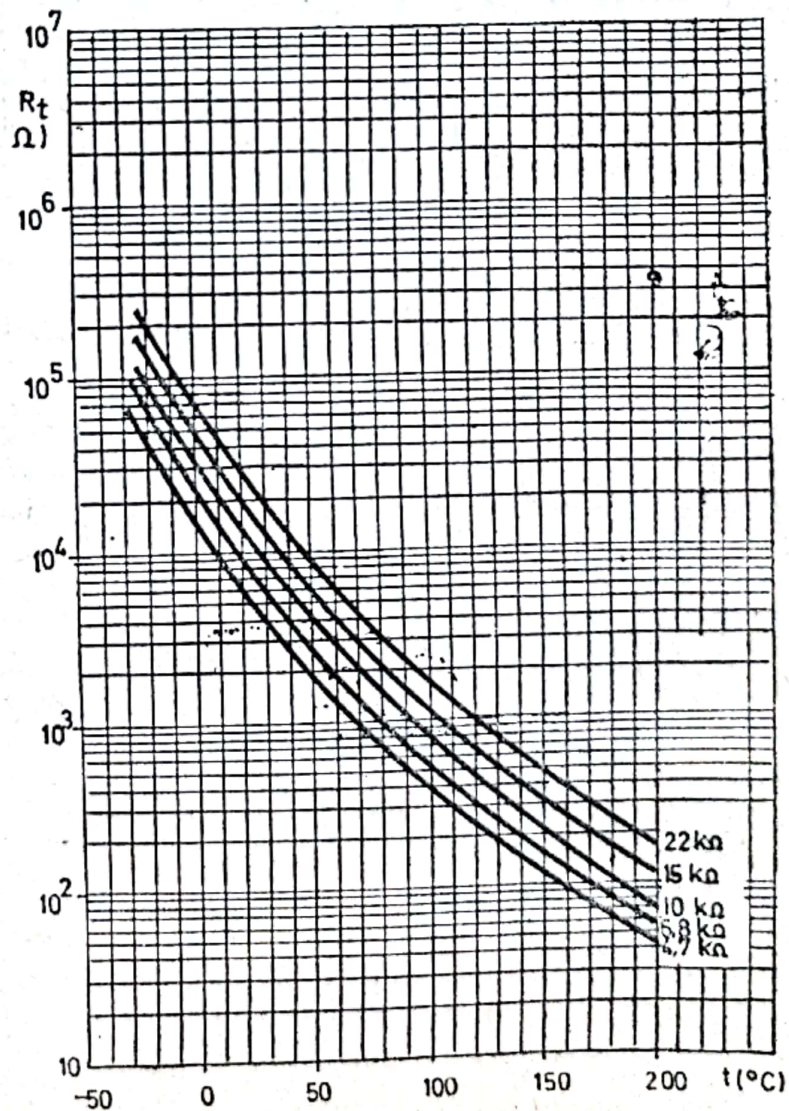
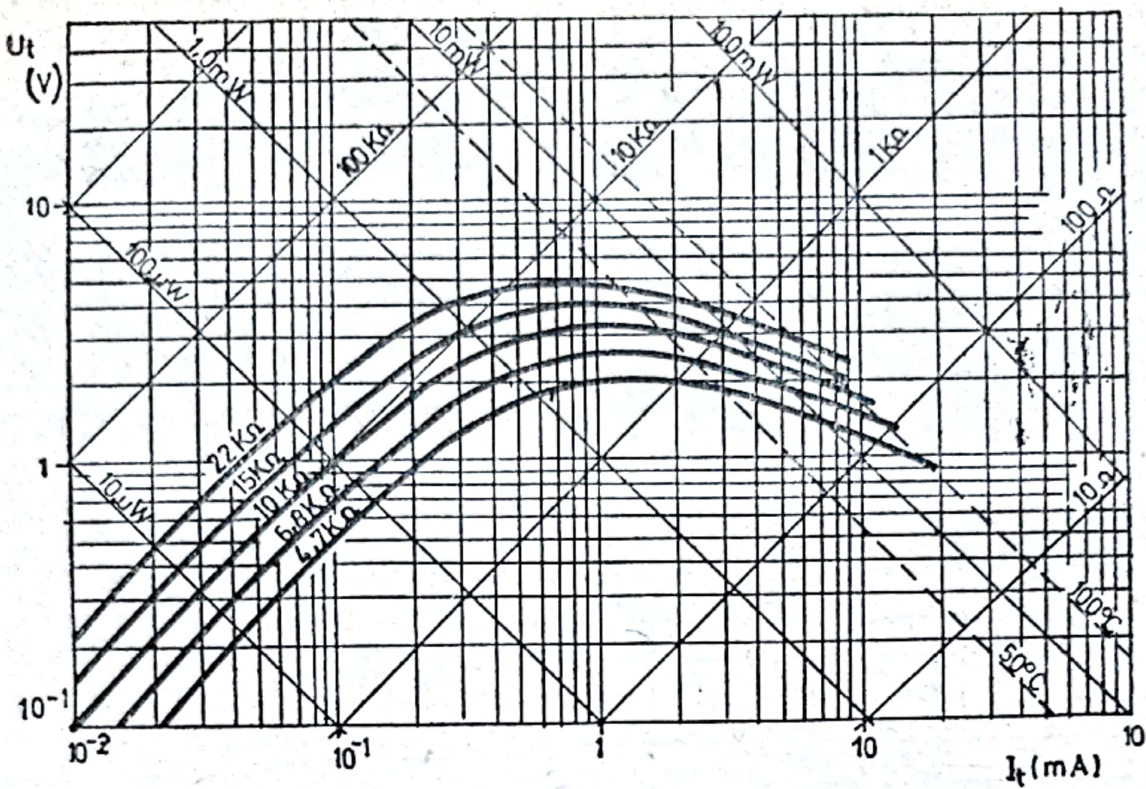


Fig. 2.31:
a) Caracteristicile $U_t = f(I_t)$ ale termistoarelor 2322, 6343 Philips.
b) Caracteristicile $R_t = f(t)$ ale termistoarelor 2322, 6343 Philips.

maximă $P_{dmax}=20$ mW, factorul de disipație $G_t=0,11$ mW/°C și constanta de timp $\tau_t=6$ s, iar în fig. 2.32 sînt arătate caracteristicile termistorului R 51 — 4/1/20 Siemens [24] care are următorii parametri: $P_{dmax}=40$ mW, $G_t=0,16$ mW/°C, $\tau_t=0,6$ s, pentru trei valori ale temperaturii mediului ambiant t_a .

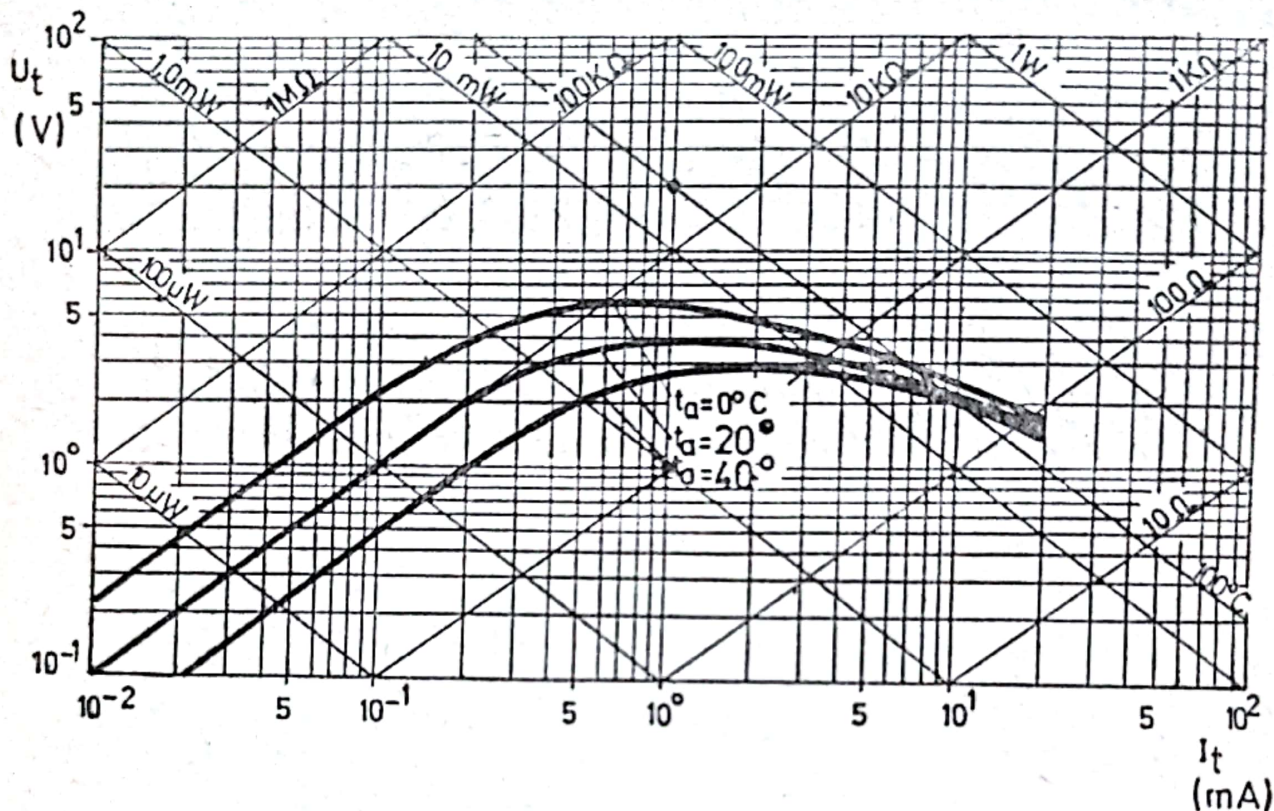


Fig. 2.32:

a) Caracteristica $U_t=f(I_t)$ a termistorului R51-4/1/20 Siemens.

Se constată că pe porțiunea inițială a curbelor $U_t=f(I_t)$ termistorul se comportă ca o rezistență obișnuită, cu un coeficient pozitiv de temperatură, el începînd să lucreze ca rezistență neliniară din punctul de maxim al acestor curbe. Pentru a reduce influența temperaturii mediului ambiant termistorul va lucra la o temperatură cuprinsă între 50 și 100°C.

În fig. 2.33 este reprezentată schema de principiu a unui oscilator cu rețea Wien ce furnizează un semnal stabilizat în amplitudine și de frecvență variabilă. Schimbarea frecvenței de oscilație se poate realiza prin modificarea fie a valorii capacităților C fie a valorii rezistențelor R ale rețelei Wien. În cazul utilizării unui condensator variabil dublu de 500 pF pentru reglajul continuu al frecvenței, rezistențele R ale rețelei Wien ating valori de ordinul a 15÷30 MΩ la frecvențe cuprinse între 10 și 20 Hz.

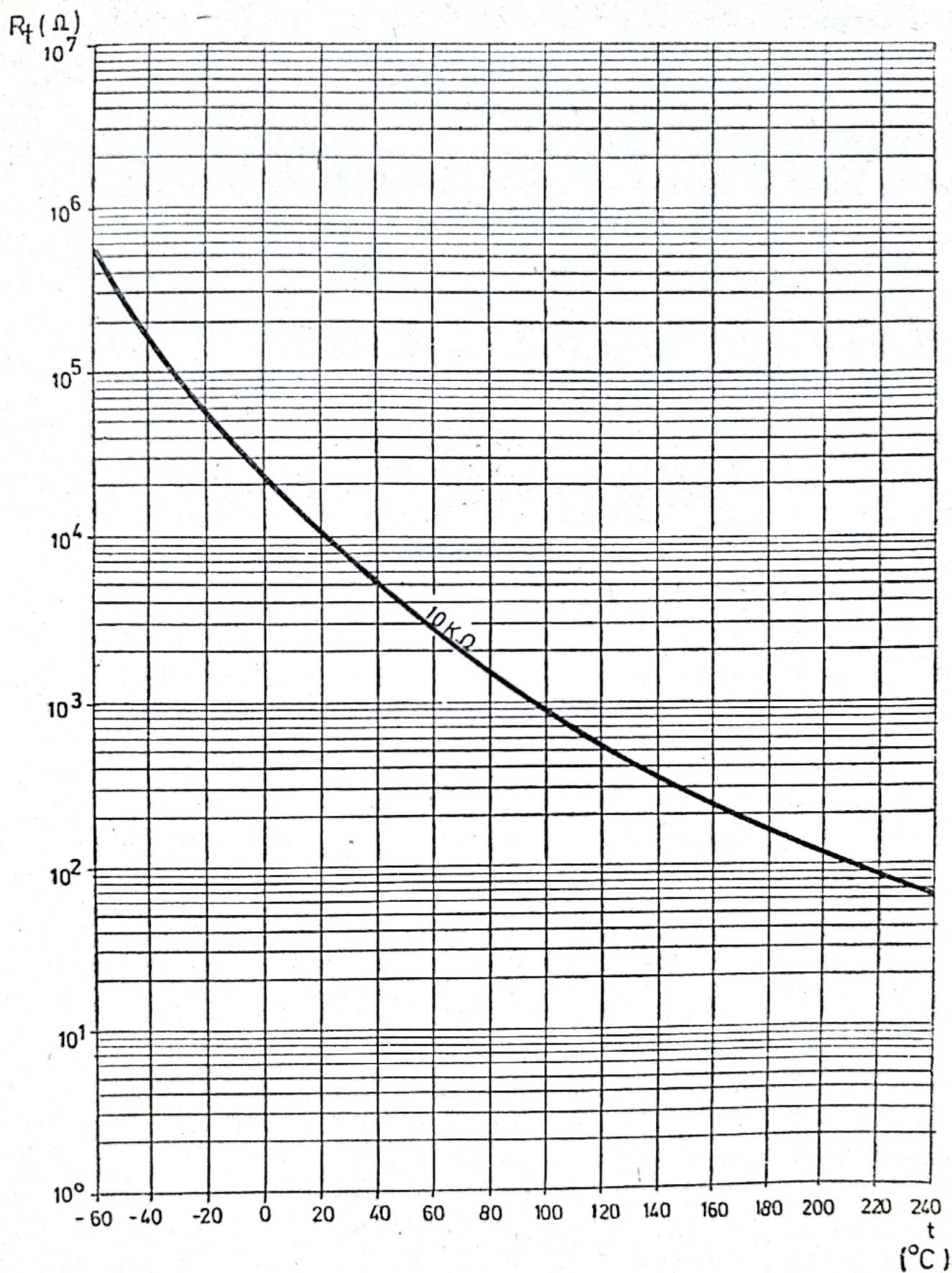


Fig. 2.32:
b) Caracteristica $R_t = f(t)$ a termistorului R51-4/1/20 Siemens.

Impedanța de intrare a unui etaj de amplificare este dată de relația:

$$z_i = \frac{h_{11e} + \Delta h R_c}{1 + h_{22e} R_c} \quad (2.74)$$

unde $\Delta h = h_{11e} h_{22e} - h_{12e} h_{21e}$ și R_c este rezistența din colectorul tranzistorului. Valoarea acestei impedanțe crește cu micșorarea re-

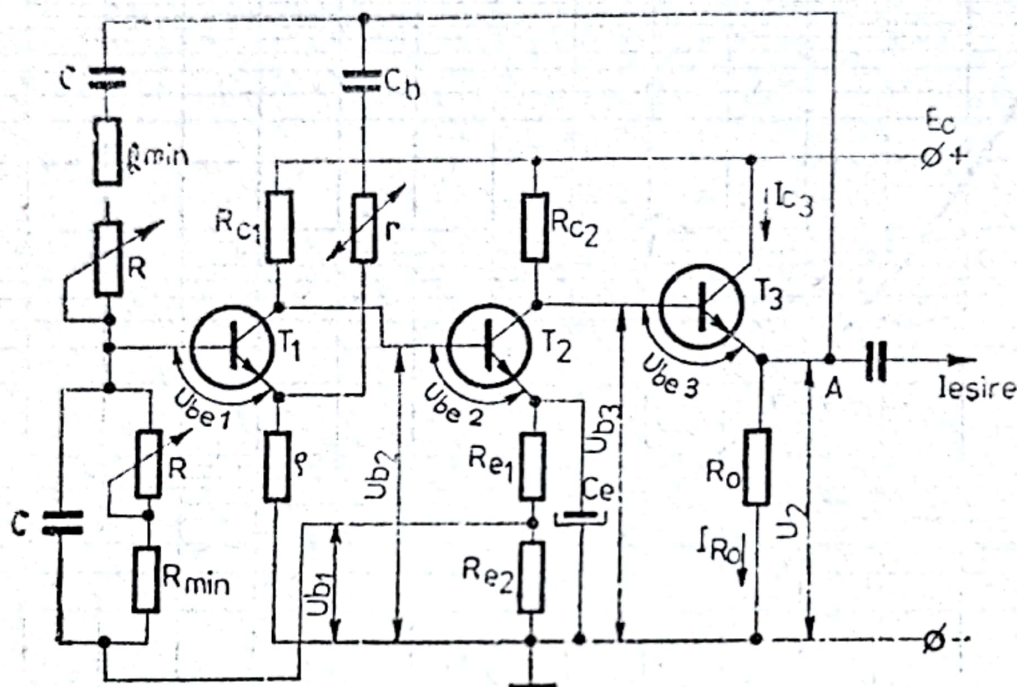


Fig. 2.33. Schema de principiu a unui oscilator cu rețea Wien ce furnizează un semnal stabilizat în amplitudine și de frecvență variabilă.

zistenței R_c și are o valoare maximă egală cu h_{11e} pentru $R_c=0$. Pentru tranzistoarele bipolare uzuale h_{11e} nu depășește $2 \div 3 \text{ K}\Omega$. Prin urmare impedanța etajului de amplificare de la intrarea amplificatorului va șunta rezistența R de valoare ridicată a rețelei Wien.

Una din metodele de mărire a impedanței de intrare a etajului amplificator constă în aplicarea unei reacții negative de curent în emitorul tranzistorului T_1 (fig. 2.33). Rezistența din emitor este chiar rezistența ρ din circuitul de reacție negativă al oscilatorului. Impedanța de intrare este dată de relația:

$$z_{ir} = z_i + \rho(1 + h_{21e}) \quad (2.75)$$

În acest caz frecvența de oscilație f_0 devine:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \sqrt{1 + \frac{R}{Z_{ir}}} \quad (2.76)$$

iar atenuarea rețelei la această frecvență:

$$\gamma_0 = 3 + \frac{R}{Z_{ir}} \quad (2.77)$$

Dacă se aleg pentru rezistența ρ valori în jur de 1 K Ω și pentru un tranzistor cu h_{21e} în jur de 100 se va obține o impedanță de intrare de ordinul a 100 K Ω . Din această cauză la oscilatoarele cu rețea Wien realizate cu tranzistoare bipolare reglajul frecvenței va fi efectuat cu un potențiomtru dublu, montat ca rezistență variabilă și a cărui valoare va fi de maximum 10 K Ω . Utilizînd un potențiomtru dublu se poate regla frecvența într-o gamă largă de frecvență, însă pentru a nu scurtcircuita intrarea amplificatorului s-a intercalat în serie cu potențiometrul o rezistență R_{min} de o valoare egală cu o zecime din valoarea potențiometrului, în acest mod limitîndu-se gama la un raport de frecvențe de 10 : 1. Pentru obținerea unei scale liniare de frecvență s-ar impune folosirea unui potențiomtru dublu cu variație logaritmică a rezistenței. Deoarece însă este greu de realizat un potențiomtru dublu cu caracteristici logaritmice identice, în practică se utilizează un potențiomtru dublu cu caracteristică liniară, rezultînd o scală neliniară de frecvență.

Cunoscînd raportul între frecvența maximă și cea minimă se pot determina gamele de frecvențe ce trebuie să acopere domeniul de frecvențe cerut. Pentru fiecare gamă se poate determina valoarea capacității C cu ajutorul relației:

$$f_{min} = \frac{1}{2\pi R_{max} C} \quad (2.78)$$

cu condiția ca $Z_{ir} \gg R_{max}$, unde $R_{max} = R + R_{min}$ și f_{min} este frecvența minimă a gamei respective.

Un calcul rapid al valorilor capacităților C poate fi realizat cu ajutorul nomogramei din fig. 2.34. Determinarea se face în două etape. În prima etapă se determină ordinul de mărime al elementului respectiv, utilizînd partea dreaptă a fiecărei scări, iar în a doua etapă se determină valoarea exactă, cu precizia pe care o permite nomograma, utilizînd partea stîngă a acestor scări. De exemplu, dacă se dau valorile frecvenței $f = 50$ Hz și rezistenței $R_{max} = 11$ K Ω , se poate determina valoarea capacității C . Se fixează pe partea dreaptă a scării R valoarea de 11 K Ω , iar pe scara f_0 se aproximează cifra 50 între cifrele 10 și 100 Hz; pe scara C se găsește un punct cuprins între 0,1 și 0,3 μ F. Prin urmare capacitatea C va avea o valoare cuprinsă între aceste limite. Pentru aflarea exactă a valorii lui C se folosește partea stîngă a scărilor R , f_0 și C . Dacă se fixează pe partea stîngă a scării R cifra 11, iar pe partea stîngă a scării f_0

cifra 50, se poate interpola pe partea stîngă a scării C valoarea suficient de exactă și anume 0,29. Avînd în vedere că în prima etapă s-a stabilit că valoarea capacității C este cuprinsă între 0,1 și 0,3 μF , rezultă că valoarea ei va fi de 0,29 μF .

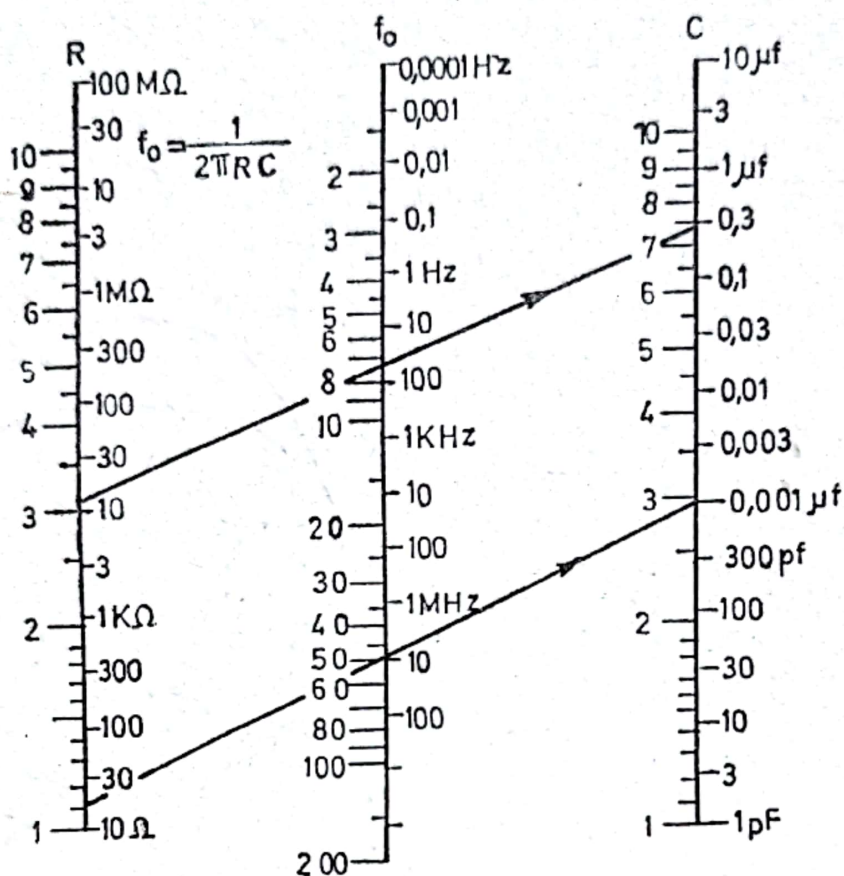


Fig. 2.34. Nomogramă pentru calculul elementelor rețelei Wien.

Impedanța de intrare a rețelei Wien la frecvența f_0 este:

$$Z_{iW} \approx 2,1 R \quad (2.79)$$

Din această relație se constată că în cazul modificării capacităților C ale rețelei Wien, impedanța de intrare a rețelei este independentă de frecvență și este constantă în gama de variație a capacităților C ale rețelei. Prin urmare, sarcina amplificatorului rămîne constantă și o schimbare a frecvenței nu este însoțită de o modificare a tensiunii de ieșire U_2 (fig. 2.28). În schimb, la reglarea frecvenței prin modificarea rezistențelor R , impedanța de intrare scade cu creșterea frecvenței, modificînd astfel sarcina amplificatorului. Nivelul tensiunii de ieșire va scădea, acest lucru putînd provoca chiar scoaterea din oscilație a oscilatorului. De aceea este necesar ca rețeaua Wien să fie alimentată de la un etaj cu impedanță de

ieșire mică, de exemplu, de la un repetor pe emitor T_3 ca în fig. 2.33. Din același punct A este alimentat și circuitul de reacție negativă al oscilatorului format din rezistențele r și ρ . În cazul în care r este un termistor, amplitudinea tensiunii de ieșire U_2 va determina alegerea acestuia. Termistorul va lucra la o tensiune mai mică decât cea determinată de punctul de vîrf al caracteristicii $U_t=f(I_t)$. Această tensiune U_t este situată pe porțiunea descrescătoare a caracteristicii și este egală cu $\frac{2}{3} \frac{U_2}{\sqrt{2}}$, ce reprezintă căderea de tensiune pe termistor. În acest punct va rezulta, pentru termistorul ales, valoarea curentului I_t .

Temperatura de lucru a termistorului este dată de relația:

$$t = \frac{P_t}{G_t} \text{ (}^\circ\text{C)} \quad (2.80)$$

unde $P_t=U_t I_t$ este puterea disipată pe termistor și G_t factorul de disipație al acestuia. Pe caracteristica $R_t=f(t)$ se determină valoarea rezistenței termistorului r la temperatura de lucru. Din relația (2.71) va rezulta valoarea rezistenței ρ .

În cazul în care ρ este un bec cu incandescență căderea de tensiune va fi egală cu $\frac{1}{3} \frac{U_2}{\sqrt{2}}$. Pe caracteristica $U_f=f(I_f)$ va rezulta valoarea curentului I_f . Din caracteristica $R_f=f(I_f)$ se determină valoarea rezistenței ρ . Dacă valoarea curentului I_f rezultă prea mare pentru tranzistorul T_3 , se pot conecta în serie două becuri cu incandescență identice. Căderea de tensiune pe unul din ele se va reduce la jumătate ceea ce va duce la un curent I_f mai mic pe caracteristica $U_f=f(I_f)$.

Amplitudinea maximă a curentului care trece prin rețeaua Wiën:

$$I_W = \frac{U_2}{2,1 R_{mtn}} \quad (2.81)$$

Cunoscînd valoarea curentului care trece prin termistor I_t (sau becul cu incandescență I_f) și valoarea curentului I_W rezultă că tranzistorul T_3 va trebui să debiteze un curent total:

$$I_{e3} \simeq I_{a3} = I_{R_0} + I_t + I_W \quad (2.82)$$

Pentru a avea distorsiuni reduse, amplitudinea curentului I_{R_0} care trece prin rezistența R_0 se alege:

$$I_{R_0} = (1 \div 2)(I_t + I_W) \quad (2.83)$$

Rezistența de sarcină în curent continuu a tranzistorului T_3 este R_0 . În curent alternativ ea este formată din rezistența echiva-

lentă care rezultă din conectarea în paralel a rezistenței R_0 , a impedanței de intrare a rețelei Wien 2,1 R_{min} și a impedanței rețelei de reacție negativă $\rho + r$:

$$\frac{1}{R_{ech}} = \frac{1}{R_0} + \frac{1}{2,1 R_{min}} + \frac{1}{\rho + r} \quad (2.84)$$

însă:

$$R_{ech} = \frac{U_2}{I_{c3}} \quad (2.85)$$

Din relația (2.84) se poate calcula acum valoarea rezistenței R_0 . Fiind dată tensiunea de alimentare E_c se va trasa pe caracteristicile $I_c = f(U_c)$ ale lui T_3 dreapta de sarcină în curent continuu. Pe această dreaptă se alege punctul de funcționare în mijlocul regiunii liniare a acestor caracteristici. Prin punctul de funcționare ales (U_{C30}, I_{C30}) cu condiția $I_{C30} > I_{C3}$, se trasează apoi dreapta de sarcină în curent alternativ și se verifică situarea amplitudinilor de curent și de tensiune în regiunea liniară a caracteristicilor.

Tensiunea necesară polarizării bazei tranzistorului T_3 rezultă din relația:

$$U_{b3} = U_{be3} + R_0 I_{C30} \quad (2.86)$$

Amplificarea globală a celor două etaje de amplificare (T_1, T_2) se va alege din relația:

$$A = (100 \div 1\,000) \gamma_0 \quad (2.87)$$

unde γ_0 este atenuarea rețelei Wien la frecvența de rezonanță ($\gamma_0 = 3$). Cu cât valoarea acestei amplificări este mai mare cu atât vor fi mai buni indicii calitativi ai montajului. S-a considerat că amplificarea etajului repetor pe emitor este aproximativ egală cu unitatea. Căderea de tensiune continuă pe rezistența din colectorul tranzistorului T_2 rezultă din relația:

$$R_{c2} I_{c20} = E_c - U_{b3} \quad (2.88)$$

Se alege un curent I_{C20} astfel încît:

$$I_{c20} \geq 10 I_{b30} \quad (2.89)$$

și va rezulta valoarea necesară a rezistenței R_{C2} .

Dreapta de sarcină în curent continuu este dată de relația:

$$E_c = U_{c20} + (R_{c2} + R_{e1} + R_{e2}) I_{c20} \quad (2.90)$$

vom alege:

$$U_{c20} \geq U_2 \quad (2.91)$$

și din relația (2.90) va rezulta valoarea rezistenței ($R_{e1} + R_{e2}$). Prin punctul de funcționare ales se trasează apoi dreapta de sarcină di-

namică R_{c2} și se verifică situarea amplitudinilor U_2 în regiunea liniară a caracteristicilor tranzistorului.

Amplificarea de tensiune a acestui etaj este:

$$A_{u2} = \frac{h_{21e2} R_{c2}}{h_{11e2} + \Delta h_2 R_{c2}} \quad (2.92)$$

S-a considerat că impedanța de intrare a etajului repetor pe emitor T_3 este mult mai mare decât R_{c2} .

Amplificarea de tensiune a primului etaj de amplificare rezultă din relația:

$$A_{u1} = \frac{A}{A_{u2}} \quad (2.93)$$

Valoarea rezistenței R_{c1} din colectorul tranzistorului T_1 se poate calcula din formula amplificării primului etaj:

$$A_{u1} = \frac{h_{21e1} R'_{c1}}{Z_{0w} + h_{11e1} + (1 + h_{21e1})\rho} \quad (2.94)$$

unde:

$$R'_c = \frac{R_{c1} h_{11e2}}{R_{c1} + h_{11e2}}$$

și Z_{0w} impedanța de ieșire a rețelei Wien la frecvența f_0 :

$$Z_{0w} \approx 0,47 R \quad (2.95)$$

S-a considerat că impedanța de intrare a etajului T_2 este aproximativ egală cu h_{11e2} .

Dacă $(1 + h_{21e1})\rho \gg 0,47 R_{max} + h_{11e1}$ și $h_{21e1} \gg 1$ rezultă:

$$A_{u1} \approx \frac{R_{c1}}{\rho} \quad (2.96)$$

Tensiunea necesară polarizării bazei tranzistorului T_2 este dată de:

$$U_{b2} = U_{be2} + (R_{e1} + R_{e2})I_{c20} \quad (2.97)$$

Căderea de tensiune continuă pe rezistență din colectorul tranzistorului T_1 este:

$$R_{c1}I_{c10} = E_c - U_{b2} \quad (2.98)$$

De aici rezultând valoarea curentului I_{c10} . Tensiunea de colector U_{c10} se poate determina din relația:

$$U_{b2} = U_{c10} + \rho I_{c10} \quad (2.99)$$

În punctul de funcționare rezultat I_{c10} , U_{b10} se determină valoarea curentului de polarizare I_{b10} și din caracteristica $I_b=f(U_{be})$ valoarea tensiunii U_{be1} .

Tensiunea de polarizare a bazei tranzistorului T_1 :

$$U_{b1} = U_{be1} + \rho I_{c10} \quad (2.100)$$

Pe de altă parte:

$$U_{b1} = \frac{R_{e2}}{R_{e1} + R_{e2}} (U_{b2} - U_{be2}) \quad (2.101)$$

rezultind astfel valorile rezistențelor R_{e1} și R_{e2} . Reactanța condensatorului C_e trebuie să aibă o valoare neglijabilă față de $R_{e1} + R_{e2}$ la frecvența minimă de oscilație:

$$\frac{1}{2\pi f_{min} C_e} \ll R_{e1} + R_{e2}. \quad (2.102)$$

De asemenea pentru condensatorul de blocare C_b va rezulta o condiție similară:

$$\frac{1}{2\pi f_{min} C_b} \ll r + \rho \quad (2.103)$$

Etajele amplificatorului din fig. 2.33 sînt cuplate în curent continuu pentru a obține frecvențe de oscilație cît mai joase. Un cuplaj în curent alternativ ar introduce un defazaj suplimentar la frecvențe joase. Tensiunea la ieșire a oscilatorului poate fi mărită prin introducerea unei rezistențe în colectorul tranzistorului T_3 , ieșirea fiind luată în acest caz din colector.

Mărirea impedanței de intrare a amplificatorului se poate obține fie printr-un curent de colector mic pentru tranzistorul T_1 , fie prin utilizarea la intrarea amplificatorului a unui tranzistor compus sau montarea a două tranzistoare într-un montaj similar cu tranzistorul compus în conexiune Darlington. Acest montaj asigură în plus o excelentă liniaritate a amplificatorului.

Un oscilator cu rețea Wien poate fi realizat mai simplu pe baza proprietăților caracteristice tranzistoarelor, adică impedanță de intrare mică și impedanță de ieșire mare.

În fig. 2.35 este prezentat un oscilator cu rețea Wien alimentată

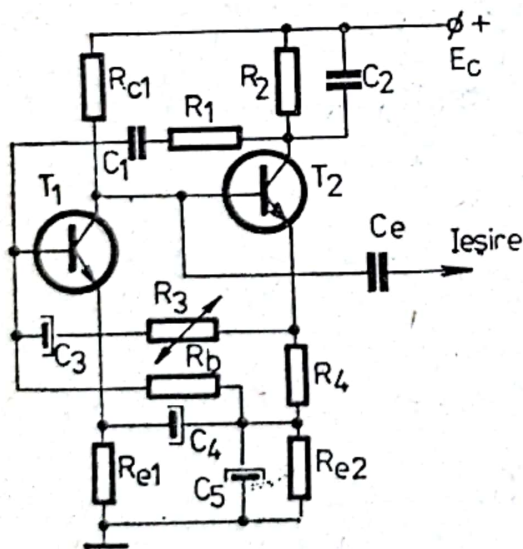


Fig. 2.35. Schema de principiu a unui oscilator cu rețea Wien alimentată de la un generator de curent.

de la un generator de curent. Amplificatorul utilizat la acest oscilator nu modifică relațiile de frecvență și atenuare stabilite anterior. Tranzistorul T_2 oferă la ieșire o impedanță de valoare mare, iar tranzistorul T_1 prezintă la intrare o impedanță aproape nulă. Reacția pozitivă de curent este realizată de rețeaua Wien R_1, C_1, R_2, C_2 , iar cea negativă de termistorul R_3 și rezistența R_4 . Datorită reacției negative produsă pe rezistența R_4 impedanța de ieșire a tranzistorului T_2 este cu ceva mai mare decât $1/h_{22e2}$. Reacția de curent globală aplicată pe baza tranzistorului T_1 prin termistorul R_3 micșorează impedanța de intrare a acestuia la o valoare egală cu rezistența care rezultă la conectarea în paralel a impedanței de intrare când ieșirea este în scurtcircuit h_{11b1} , cu impedanța $\frac{R_3}{1+A_{u1}}$, unde A_{u1} este amplificarea de tensiune a primului etaj:

$$A_{u1} = \frac{h_{21b1} R'_{c1}}{h_{11b1} + \Delta h_{b1} R'_{c1}} \quad (2.104)$$

$$\Delta h_{b1} = h_{11b1} h_{22b1} - h_{12b1} h_{21b1}$$

Rezistența de sarcină R'_{c1} a colectorului tranzistorului T_1 este formată din rezistența R_{c1} , conectată în paralel cu impedanța de intrare a tranzistorului T_2 :

$$R'_{c1} = \frac{R_{c1} Z_{i2}}{R_{c1} + Z_{i2}} \quad (2.105)$$

unde:

$$Z_{i2} \simeq h_{21e2} \frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4} \quad (2.106)$$

presupunând că punctul de joncțiune între baza lui T_1 și R_3 este un punct de masă virtual.

Dacă amplificarea de tensiune A_{u1} este mare, atunci impedanța de intrare a tranzistorului T_1 va fi de aproximativ:

$$Z_{i1} \simeq \frac{R_3}{A_{u1}} \quad (2.107)$$

Amplificarea de curent globală este dată de relația:

$$A_i \simeq 1 + \frac{R_3}{R_4} \quad (2.108)$$

Valoarea rezistenței R_4 trebuie să fie aleasă astfel ca:

$$R_4 \gg r_{e2} = \frac{h_{12e2}}{h_{22e2}} \quad (2.109)$$

unde r_{e2} este rezistența de emitor a tranzistorului T_2 , considerînd circuitul echivalent în T al acestuia.

Condiția de amorsare a oscilațiilor este dată de relația:

$$A_i \geq \gamma_{oi} \quad (2.110)$$

unde γ_{oi} este dat de relația (2.65).

Dacă $R_1=R_2=R$ și $C_1=C_2=C$, atenuarea de curent va fi egală cu 3 și rezultă că rezistențele R_3 și R_4 trebuie să îndeplinească condiția:

$$R_3 \approx 2R_4 \quad (2.111)$$

Termistorul R_3 este parcurs de un curent alternativ de amplitudine mică, ceea ce face ca el să fie sensibil la variațiile de temperatură ale mediului ambiant. Aceasta nu reprezintă un dezavantaj prea mare deoarece temperatura mediului ambiant variază destul de lent.

Tensiunea de ieșire este luată din baza tranzistorului T_2 (colectorul lui T_1) deoarece acesta este singurul punct din circuit la care o impedanță de sarcină mai mare decît R_{c1} are un efect mic asupra formei semnalului. În cazul în care tensiunea la ieșire s-ar lua din colectorul lui T_2 , impedanța de sarcină s-ar găsi conectată în paralel cu rezistența R_2 a rețelei și ar produce o modificare a frecvenței de oscilație. Dacă tensiunea ar fi luată din emitorul tranzistorului T_2 , impedanța de sarcină ar fi conectată în paralel cu rezistența de reacție negativă R_4 și va produce o distorsionare a semnalului generat datorită faptului că amplitudinea semnalului tinde să crească pentru a menține aceeași putere disipată pe termistor. Valorile rezistențelor R_{c1} , R_{e1} , R_b , R_{e2} și ale condensatorilor C_3 , C_4 și C_5 vor fi calculate din condițiile de polarizare ale tranzistoarelor.

Dacă oscilatorul lucrează pe o impedanță de sarcină variabilă, este necesar să se intercaleze între oscilator și sarcină un etaj separator, cum ar fi de exemplu un repetor pe emitor. Aceasta deoarece impedanțele de sarcină de valori mici conectate la ieșirea repetorului vor reduce amplitudinea semnalului, dar nu vor distorsiona forma de undă și nu vor modifica frecvența de oscilație.

2.3.3. Oscilatoare cu rețea Wien cu tranzistoare cu efect de câmp

Așa cum s-a arătat în paragraful precedent etajul de intrare al oscilatorului cu rețea Wien realizat cu un tranzistor bipolar prezintă dezavantajul unei impedanțe de intrare de valoare relativ scăzută

ceea ce face imposibilă utilizarea unui condensator variabil dublu în domeniul frecvențelor joase.

Prin utilizarea unui tranzistor cu efect de câmp în etajul de intrare al oscilatorului se pot obține impedanțe de intrare ce depășesc 1 000 M Ω .

Schema unui oscilator cu rețea Wien cu tranzistor cu efect de câmp este arătată în fig. 2.36. Capacitatea maximă a unei secțiuni a condensatorului variabil dublu este de obicei de 500 pF. Capacitatea minimă se alege în jur de 50 pF pentru a face neglijabil efectul capacității de intrare a tranzistorului T_1 și al capacității parazite a montajului. În aceste condiții raportul între frecvența maximă și cea minimă este de 10 : 1. Pentru fiecare gamă se poate determina valoarea rezistenței R cu ajutorul relației:

$$f_{min} = \frac{1}{2\pi RC_{max}} \quad (2.112)$$

unde f_{min} este frecvența minimă a gamei respective. Un calcul rapid al valorilor rezistențelor R poate fi realizat cu ajutorul nomografei din fig. 2.34. De exemplu, dacă se dau valorile frecvenței $f_0 = 50$ Hz și capacității $C = 300$ pF, se poate determina valoarea rezistenței R . Se fixează pe partea dreaptă a scării C valoarea de 300 pF, iar pe scara f_0 se aproximează cifra 50; pe scara R se găsește un punct cuprins între 10 și 30 M Ω . Dacă se fixează pe partea stângă a scării C cifra 3, iar pe partea stângă a scării f_0 cifra 50, se găsește pe partea stângă a scării R valoarea 10,7 M Ω .

După cum s-a arătat mai înainte în cazul modificării capacităților C ale rețelei Wien impedanța ei de intrare rămâne constantă. De aceea la acest oscilator nu a mai fost necesară alimentarea rețelei Wien de la un repetor pe emitor. Rezistențele r și ρ formează bucla de reacție negativă neselectivă la fel ca la oscilatorul cu tranzistoare bipolare. La alegerea tranzistorului T_2 trebuie să se aibă în vedere că el alimentează ambele rețele de reacție. El va trebui să debiteze un curent total de colector:

$$I_2 = I_{c2} + I_t + I_W \quad (2.113)$$

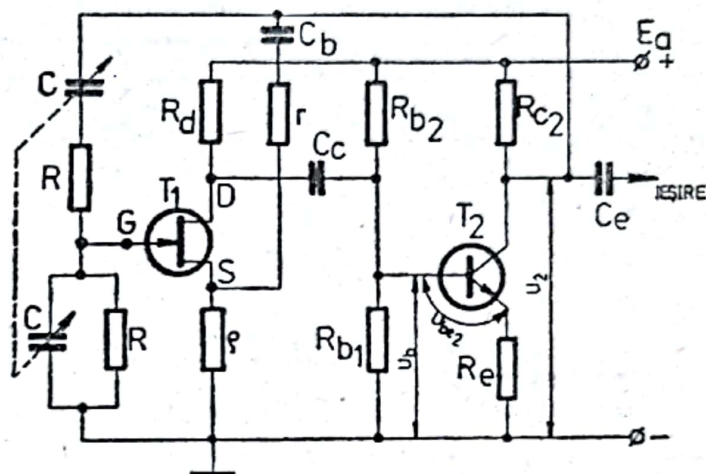


Fig. 2.36. Schema de principiu a unui oscilator cu rețea Wien cu tranzistor cu efect de câmp.

unde I_t este curentul care trece prin termistor (sau bec cu incandescentă), iar I_w este amplitudinea curentului care trece prin rețeaua Wien și este dat de relația (2.81).

La fel se alege:

$$I_{c2} = (1 \div 2)(I_t + I_w) \quad (2.114)$$

Rezistența de sarcină în colector în curent alternativ a tranzistorului T_2 este dată de:

$$\frac{1}{R_{ech2}} = \frac{1}{R_{c2}} + \frac{1}{2,1 R_{min}} + \frac{1}{\rho + r} \quad (2.115)$$

unde R_{min} este valoarea rezistenței R pentru cea mai înaltă gamă de frecvențe.

Însă:

$$R_{ech2} = \frac{U_2}{I_2} \quad (2.116)$$

Din relația (2.115) se poate calcula valoarea lui R_{c2} .

Pe caracteristicile $I_c = f(U_c)$ ale tranzistorului T_2 se alege punctul static de funcționare în regiunea liniară și activă (delimitată de hiperbola puterii disipate maxime) a caracteristicilor. Fiind dată tensiunea de alimentare E_a se trasează dreapta de sarcină în curent continuu:

$$E_a = U_{c20} + (R_{c2} + R_e)I_{c20} \quad (2.117)$$

Din această relație va rezulta valoarea rezistenței R_e .

Circuitul de polarizare al tranzistorului T_2 este calculat pentru a obține o stabilitate termică a punctului de funcționare. Factorul de stabilitate este dat de:

$$S = \frac{R_b}{R_e} + 1 \quad (2.118)$$

Se alege $S = 2 \div 5$ și din relația (2.118) va rezulta valoarea rezistenței R_b . Tensiunea U_b este dată de relația:

$$U_b = \frac{I_{c20}}{\beta_{min}} [R_b + (1 + \beta_{min})R_e] + U_{be} \quad (2.119)$$

Din relațiile:

$$U_b = \frac{R_{b1}}{R_{b1} + R_{b2}} E_a$$

$$R_b = \frac{R_{b1} R_{b2}}{R_{b1} + R_{b2}} \quad (2.120)$$

vor rezulta valorile rezistențelor R_{b1} și R_{b2} .

Amplificarea de tensiune a acestui etaj este:

$$A_{u2} \simeq \frac{R_{ech2}}{R_e} \quad (2.121)$$

Amplificarea globală A a celor două etaje se alege din relația (2.87). Amplificarea primului etaj:

$$A_{u1} = \frac{A}{A_{u2}} \quad (2.122)$$

sau:

$$A_{u1} = \frac{\mu R_{ech1}}{d_a + R_{ech1} + (\mu + 1) \rho} \quad (2.123)$$

unde:

$$\frac{1}{R_{ech1}} = \frac{1}{R_D} + \frac{1}{R_b} + \frac{1}{h_{11e2} + (1 + h_{21e2}) R_e} \quad (2.124)$$

Pe caracteristicile statice $I_D = f(U_D)$ ale tranzistorului cu efect de câmp T_1 se trasează dreapta $U_G = \rho I_D$ pentru diferite valori U_{G1} , U_{G2} , ... ale tensiunii de grilă și pe această dreaptă se alege punctul de funcționare static. Astfel se obțin parametrii μ și r_d și din relațiile (2.123) și (2.124) se poate calcula valoarea rezistenței R_D .

Valoarea condensatorului de cuplaj C_c se alege astfel încît:

$$2\pi f_{min} C_c \gg \frac{1}{R_b} + \frac{1}{h_{11e2} + (1 + h_{21e2}) R_e} \quad (2.125)$$

Valoarea capacității C_b se calculează cu relația (2.103).

2.3.4. Stabilitatea frecvenței și amplitudinii oscilațiilor

Stabilitatea frecvenței de oscilație este determinată de constanța parametrilor amplificatorului și a elementelor circuitului de reacție pozitivă la schimbarea regimului de alimentare, temperatură, umiditate, presiune atmosferică, îmbătrânirea componentelor electronice, ș.a.m.d. Elementele circuitului de reacție negativă nu influențează frecvența de oscilație.

Stabilitatea frecvenței de oscilație cu temperatura este condiționată în principal de variațiile elementelor R și C ale rețelei Wien conform relației:

$$\frac{\Delta f}{f_0} \simeq 2(\alpha_R + \alpha_C) \Delta t \quad (2.126)$$

unde α_R și α_C sînt coeficienții de temperatură ai rezistențelor și condensatoarelor, iar Δt este variația de temperatură. Pentru obținerea unei stabilități de frecvență ridicată este necesar să se utilizeze rezistențe și condensatoare cu coeficienți mici de temperatură.

O variație cu temperatura de 1% în același sens a elementelor R_2 și C_1 ale rețelei Wien (fig. 2.23) va da același efect ca o variație de 2% a lui R_2 considerat singur. O variație de 1% în sensuri opuse nu va avea nici-un efect asupra frecvenței. Acest lucru este de asemenea valabil și pentru elementele R_1 și C_2 . Efectul temperaturii asupra elementelor rețelei Wien poate fi micșorat foarte mult prin utilizarea unor elemente cu coeficienți de temperatură opuși și pe cît posibil egali pentru R_1 și C_2 și pentru R_2 și C_1 .

De asemenea dacă se vor utiliza la construirea unui oscilator elemente R și C cu toleranțe de 1% va rezulta o frecvență de oscilație cu o precizie de 1%, nemaifiind nevoie de o ajustare suplimentară a acestor elemente.

Stabilitatea frecvenței de oscilație mai este influențată și de impedanța de ieșire Z_0 a etajului de alimentare a rețelei Wien. În cazul oscilatorului cu rețea Wien realizat cu tranzistoare bipolare din fig. 2.33, Z_0 este impedanța de ieșire a repetitorului pe emitor T_3 , iar în cel al oscilatorului cu tranzistor cu efect de cîmp din fig. 2.36, Z_0 este impedanța de ieșire a etajului amplificator T_2 . Prin urmare:

$$\frac{\Delta f}{f_0} \simeq \frac{1}{2} \frac{1}{1 + \frac{R}{Z_0}} \frac{\Delta Z_0}{Z_0} \quad (2.127)$$

Se constată că stabilitatea frecvenței este cu atît mai ridicată cu cîte mai mare raportul $\frac{R}{Z_0}$. De aceea este necesar ca etajul de alimentare a rețelei Wien să prezinte o impedanță de ieșire Z_0 cît mai mică; cel mai indicat în acest caz fiind repetitorul pe emitor. În calculele efectuate pînă acum s-a considerat că amplificatorul are un defasaj egal cu $2kn$ ($k=0,1\dots$). La frecvențe superioare la 3 dB a caracteristicii de amplificare amplificatorul prezintă un defasaj φ_A diferit de zero.

Amplificarea de tensiune a amplificatorului fără reacția negativă globală K la această frecvență este:

$$\overline{A} = \frac{u_2}{u_1} = Ae^{j\varphi_A} \quad (2.128)$$

Deviația frecvenței de oscilație produsă de defazajul φ_A în cazul aplicării reacției negative globale K este dată de relația [5]:

$$\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{9}{2} \frac{\sin \varphi_A}{A} \quad (2.129)$$

Această deviație de frecvență mai poate fi calculată atunci cînd se cunoaște frecvența superioară a amplificatorului f_t la 3 db în cazul aplicării reacției negative K [50].

La aplicarea reacției negative defajul amplificatorului, în cazul defazajelor mici, devine:

$$\varphi_{AR} = \frac{\varphi_A}{1+KA} \quad (2.130)$$

Prin urmare oscilatorul va lucra la o frecvență $f_0 - \Delta$ la care $\varphi_{AR} = -\varphi_W$ unde φ_W este defazajul rețelei Wien. Pentru a avea deviație a frecvenței cît mai mică este necesar ca amplificatorul să aibă un coeficient de amplificare A cît mai mare și un defazaj φ_A cît mai mic. Limita superioară a frecvenței de oscilație este determinată de defazajul φ_{AR} al amplificatorului:

$$\operatorname{tg} \varphi_{AR} = -\frac{f}{f_t} \quad (2.131)$$

Pe de altă parte defazajul rețelei Wien dat de relația (2.59) se mai poate scrie:

$$\operatorname{tg} \varphi_W = -\frac{1}{3} \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right)$$

Dacă amplificatorul are o bandă de trecere de 50 MHz (f_t) și dacă rețeaua Wien este reglată pe o frecvență $f_0 = 10$ MHz, din egalitatea:

$$\operatorname{tg} \varphi_{AR} = -\operatorname{tg} \varphi_W$$

rezultă că oscilatorul va genera o frecvență de aproximativ 8 MHz în loc de 10 MHz. Pentru ca oscilatorul să funcționeze corect pînă la 10 MHz este necesar ca amplificatorul să aibă o bandă de trecere foarte largă. De aceea amplificatorul trebuie să fie realizat cu tranzistoare de radiofrecvență ce au o frecvență de tranziție f_T cît mai ridicată. Frecvența maximă de oscilație ce se poate obține în practică este de 10 MHz.

După cum s-a arătat mai înainte cînd puntea formată din rețeaua Wien și circuitul de reacție negativă este la echilibru $r = 2\rho$. În apropierea echilibrului valorile respective sînt $r + \Delta r$ sau $\rho + \Delta \rho$.

Stabilitatea amplitudinii oscilațiilor este determinată cu ajutorul relației [5]:

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{2}{9} \frac{\cos \varphi_A}{A} \quad (2.132)$$

unde prin $\frac{\Delta R}{R}$ se notează variațiile $\frac{\Delta r}{r}$ sau $\left(-\frac{\Delta \rho}{\rho}\right)$.

2.4. Oscilatoare cu rețea dublu T

2.4.1. Rețea dublu T

Un alt tip de rețea selectivă RC, care prezintă unele avantaje față de rețeaua Wien, este rețeaua dublu T, prezentată în fig. 2.37.

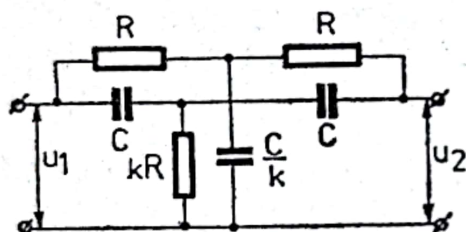


Fig. 2.37. Rețea dublu T alimentată de la un generator de tensiune.

Se observă că rețeaua dublu T este compusă din doi cuadripoli în T conectați în paralel: cuadripolul format din rezistențele R și capacitatea $\frac{C}{k}$, reprezentând un filtru trece-jos și cuadripolul format din capacitățile C și rezistențele kR , reprezentând un filtru trece-sus.

Funcția de transfer a rețelei dublu T, în care s-a considerat rețeaua alimentată de la un generator de tensiune, ieșirea fiind în gol, poate fi exprimată astfel:

$$\frac{u_2}{u_1} = \frac{kR^2 - \frac{2k^2R}{\omega^2 C^2} - j \left(\frac{2k^2R^2}{\omega C} - \frac{k}{\omega^2 C^2} \right)}{kR^2 - \frac{(2k^2 + 2k + 1)R}{\omega^2 C^2} - j \left[\frac{(2k^2 + 2k + 1)R^2}{\omega C} - \frac{k}{\omega^2 C^2} \right]} \quad (2.133)$$

unde: $u_1 = U_1 e^{j\varphi_1}$ și $u_2 = U_2 e^{j\varphi_2}$.

Modulul acestei funcții de transfer este reprezentat grafic în funcție de frecvență în fig. 2.38, a, iar defazajul dintre tensiunea de ieșire u_2 și cea de intrare u_1 : $\varphi = \varphi_2 - \varphi_1$ este reprezentat în fig. 2.38, b. Din fig. 2.38, a se constată că rețeaua dublu T prezintă

o selectivitate înaltă și că modulul funcției de transfer are o valoare minimă la o frecvență:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \quad (2.134)$$

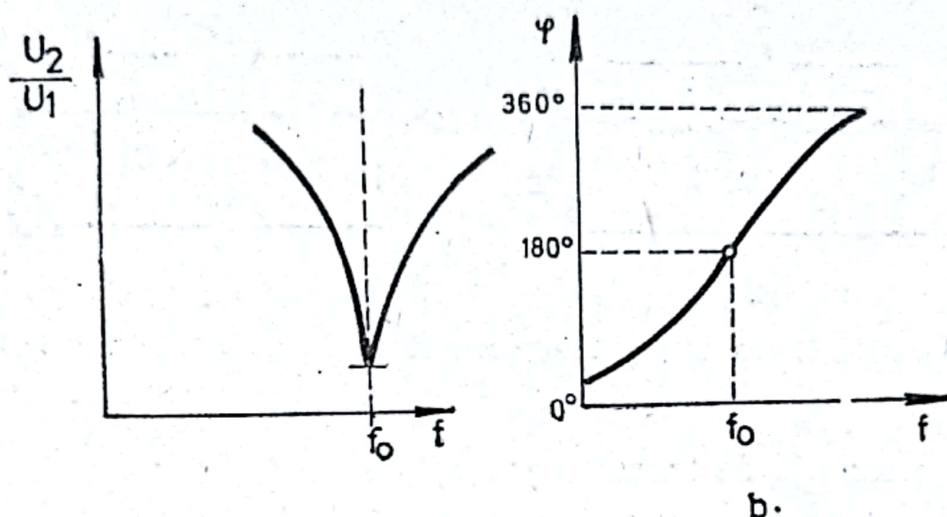


Fig. 2.38. Reprezentarea grafică în modul și fază a funcției de transfer a rețelei dublu T .

Această relație este identică cu cea stabilită pentru frecvența f_0 a rețelei Wien și prin urmare pentru determinarea elementelor R și C ale rețelei dublu T se poate utiliza nomograma din fig. 2.34.

Valoarea minimă a modulului este egală cu:

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{2k^2 - 1}{2k^2 + k + 1} \quad (2.135)$$

Pentru $k = \frac{1}{2}$ rețeaua dublu T va introduce un defazaj nul la frecvența f_0 , iar funcția de transfer va avea o valoare nulă ($U_2 = 0$) și în acest caz atenuarea rețelei va fi teoretic infinită, realizarea unui oscilator devenind dificilă în aceste condiții. Atenuarea rețelei prezintă o valoare minimă pentru $k = 0,207 \approx \frac{1}{5}$:

$$\gamma_0 = -10,66 \quad (2.136)$$

Semnul minus al atenuării arată că între tensiunea de ieșire u_2 și cea de intrare u_1 există un defazaj de 180° , acest defazaj păstrându-se pentru orice valoare a lui k cuprinsă între 0 și 0,5.

O altă rețea selectivă, derivată din rețeaua dublu T , este rețeaua T podit, care poate fi realizată în două variante ca în fig. 2.39, *a* și fig. 2.39, *b*.

Această rețea prezintă un defazaj nul la o frecvență:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC \sqrt{k}} \quad (2.137)$$

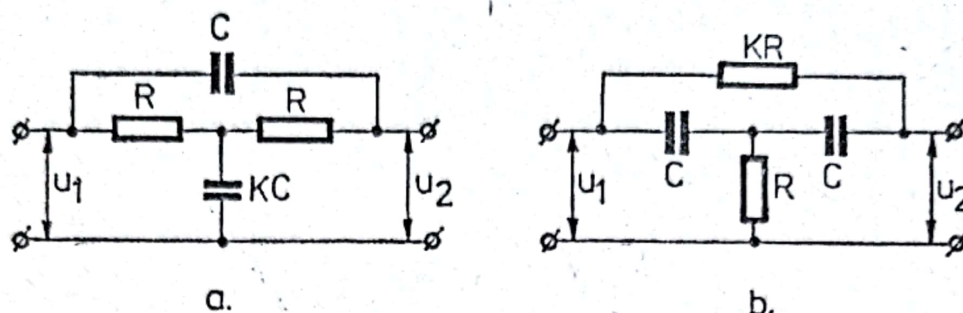


Fig. 2.39. Rețea T podit alimentată de la un generator de tensiune.

pentru care funcția de transfer are valoarea:

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{2}{k+2} \quad (2.138)$$

Rețeaua T podit este destul de rar utilizată în practică din cauza slabei sale selectivități, cu toate că ea oferă posibilitatea realizării unui oscilator de frecvență variabilă.

Rețeaua dublu T poate fi alimentată de la un generator de curent, ieșirea rețelei fiind în scurtcircuit ca în fig. 2.40.

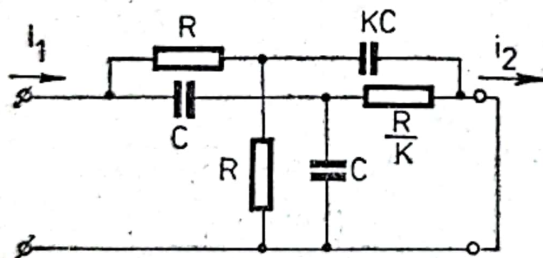


Fig. 2.40. Rețea dublu T alimentată de la un generator de curent.

Funcția de transfer a acestei rețele poate fi scrisă:

$$\frac{i_2}{i_1} = \frac{k(k+2)(1+j\omega CR)j\omega CR}{k+(k^2+2k+2)j\omega CR - (k^2+2k+2)\omega^2 C^2 R^2 - k j\omega^3 C^3 R^3} \quad (2.139)$$

unde:

$$i_1 = I_1 e^{j\varphi_1} \quad \text{și} \quad i_2 = I_2 e^{j\varphi_2}.$$

Rețeaua introduce defazajul nul ($\varphi = \varphi_2 - \varphi_1 = 0$) între curentul de ieșire i_2 și curentul de intrare i_1 la o frecvență dată de relația:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \quad (2.140)$$

Funcția de transfer la această frecvență are valoarea:

$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{k(k+2)}{k^2+k+2} \quad (2.141)$$

Această expresie are o valoare maximă pentru $k \simeq 5$:

$$\left(\frac{I_2}{I_1}\right)_{max} = 1,094 \quad (2.142)$$

iar atenuarea de curent a rețelei:

$$\gamma_{0i} = \frac{I_1}{I_2} = 0,9132 \quad (2.143)$$

2.4.2. Oscilatoare cu rețea dublu T tranzistoare bipolare

Datorită faptului că rețeaua dublu T realizează un defazaj de 180° la o valoare redusă a atenuării, teoretic s-ar putea construi un oscilator cu un singur etaj de amplificare. Acest lucru este dificil

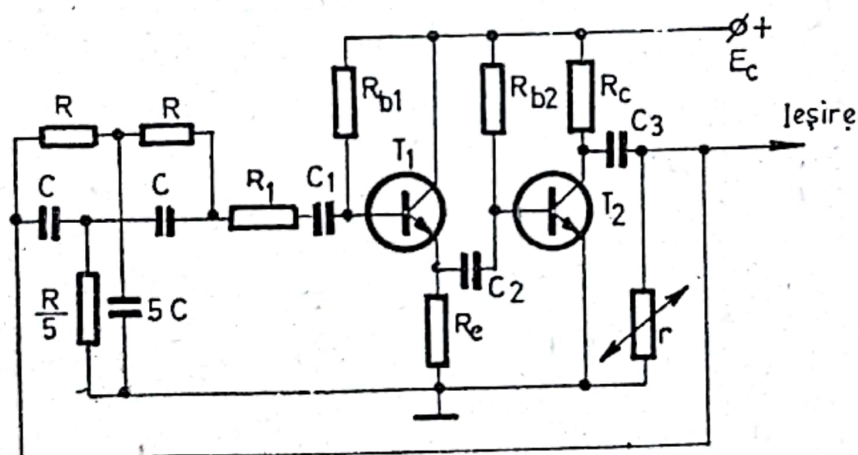


Fig. 2.41. Schema de principiu a unui oscilator cu rețea dublu T.

de realizat în practică deoarece un etaj de amplificare cu tranzistor bipolar prezintă o impedanță de intrare de valoare scăzută, nemai-fiind îndeplinită astfel condiția ca rețeaua să aibă ieșirea în gol. De aceea între rețeaua dublu T și etajul de amplificare s-a introdus un etaj repetor de emitor, ce prezintă o impedanță de intrare mare (fig. 2.41). Impedanța de intrare a repetorului mai poate fi mărită prin conectarea rezistenței R_1 în serie cu baza tranzistorului.

Frecvența de oscilație este dată de relația (2.134). Pentru amor-sarea oscilațiilor este necesar ca amplificarea etajului amplificator

să depășească valoarea atenuării rețelei dublu T la frecvența de oscilație f_0 :

$$A \gg \gamma_0 = -10,66 \quad (2.144)$$

În calcul se ia:

$$A = 1,1 \gamma_0 \quad (2.145)$$

unde:

$$A = \frac{h_{21e} R_{ech}}{h_{11e} + \Delta h R_{ech}} \quad (2.146)$$

$$\frac{1}{R_{ech}} = \frac{1}{R_e} + \frac{1}{r} + \frac{1}{Z_T}$$

r fiind rezistența termistorului și Z_T impedanța de intrare a rețelei dublu T .

La ieșirea oscilatorului s-a conectat un termistor pentru limitarea amplitudinii oscilațiilor. La creșterea tensiunii de ieșire rezistența termistorului scade cu mărirea curentului care îl parcurge micșorînd astfel sarcina echivalentă a termistorului T_2 și în consecință reducînd valoarea amplificării de tensiune. Această variație a tensiunii de ieșire poate fi provocată atît de variația tensiunii de alimentare, de modificarea temperaturii mediului ambiant, cît și de schimbarea frecvenței prin modificarea valorilor elementelor R și C ale rețelei.

Impedanța de intrare (sau de ieșire) a rețelei dublu T la frecvența f_0 este dată de relația:

$$Z_T \simeq 0,7 R \quad (2.147)$$

Deoarece este necesară amplificare de tensiune destul de mică ($A \gg 10,66$), în cazul utilizării rezistenței R_1 atenuarea introdusă de aceasta va putea fi compensată de rezerva de amplificare pe care o poate furniza tranzistorul T_2 .

Impedanța de intrare Z_i a tranzistorului T_1 trebuie să îndeplinească condiția:

$$\frac{Z_i R_{b1}}{Z_i + R_{b1}} + R_1 \gg 0,7 R \quad (2.148)$$

Reactanțele capacităților C_1 , C_2 și C_3 trebuie să aibă valori neglijabile la frecvența de oscilație f_0 pentru a nu introduce defazaje suplimentare.

Acest tip de oscilator poate fi utilizat într-un domeniu destul de larg de frecvențe, limita inferioară fiind de ordinul a cîțiva herți în cazul în care există un cuplaj galvanic între emitorul tranzistorului T_1 și baza lui T_2 , iar limita superioară fiind determinată de frecvența de tranziție f_T a tranzistoarelor utilizate.

În cazul în care se utilizează o rețea dublu T cu impedanțe mici de intrare sau ieșire se pot realiza oscilatoare cu un singur etaj de amplificare ca în fig. 2.42, a și 2.42, b [53], [54], [55].

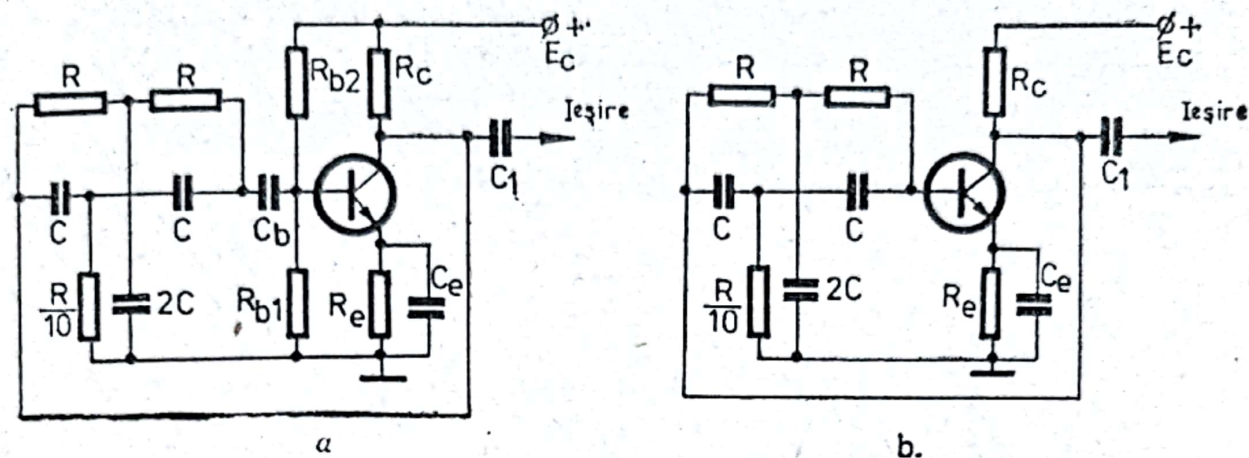


Fig. 2.42. Schema de principiu a unor oscilatoare cu rețea dublu T cu un singur etaj de amplificare.

Rețeaua dublu T utilizată introduce un defazaj de 180° la o frecvență f_0 dată de relația:

$$f_0 = \frac{0,28}{RC} \quad (2.149)$$

Pentru generarea oscilațiilor este necesar să se utilizeze un tranzistor cu o amplificare de curent în scurtcircuit h_{21e} mai mare de 60. Este de preferat totuși o valoare a lui h_{21e} mai mare sau cel puțin egală cu 100 pentru o funcționare stabilă a oscilatorului. Pentru obținerea unei amplificări de curent mai mare de 100 cu tranzistoare obișnuite, se poate utiliza montajul Darlington, reprezentat în

Fig. 2.43. Montaj Darlington pentru obținerea unei amplificări de curent mai mari de 100.

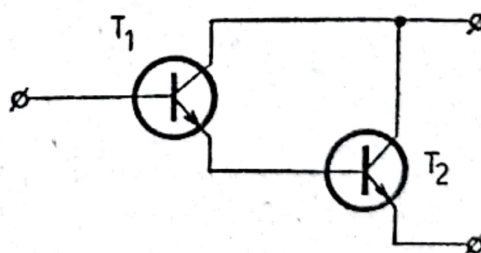


fig. 2.43. În acest montaj amplificarea totală de curent a celor două tranzistoare T_1 și T_2 poate fi considerată aproximativ egală cu produsul amplificărilor de curent ale lui T_1 și T_2 :

$$h_{21et} \simeq h_{21e1} h_{21e2} \quad (2.150)$$

Dacă se utilizează două tranzistoare identice, atunci este necesar ca amplificarea de curent în scurtcircuit a unui tranzistor să fie egală sau mai mare ca 10.

În domeniul frecvențelor joase, este indicată utilizarea oscilatorului din fig. 2.42, b, deoarece rețeaua este cuplată galvanic cu baza tranzistorului. În plus, cele două rezistențe R ale rețelei servesc și la stabilizarea punctului de funcționare al tranzistorului. Valorile acestor rezistențe sînt cuprinse între 100 și 200 $K\Omega$. Oscilatorul din fig. 2.42, a este utilizat în special la frecvențe mai înalte și prezintă

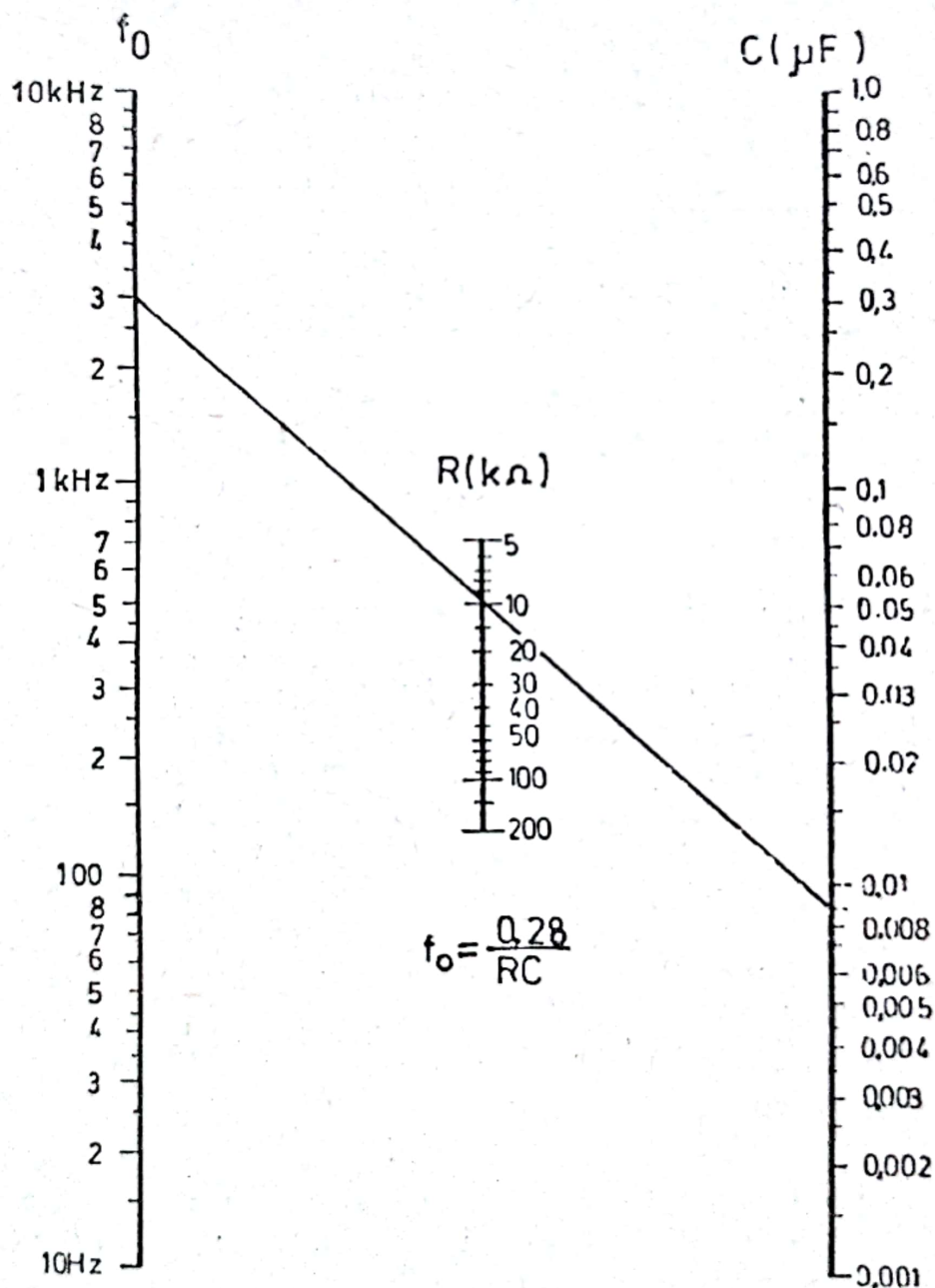


Fig. 2.44. Nomogramă pentru calculul elementelor rețelei dublu T.

avantajul independenței stabilizării punctului de funcționare față de valorile rețelei. Valoarea capacității C_b trebuie să satisfacă relația:

$$C_b \gg 10 C \quad (2.151)$$

La aceste oscilatoare domeniul valorilor rezistențelor R ale rețelei este destul de restrâns din cauza impedanțelor de intrare și ieșire ale tranzistorului și din considerente de polarizare, în schimb valorile capacităților C pot fi alese dintr-un domeniu foarte larg.

Un calcul rapid al frecvenței de oscilație f_0 poate fi efectuat cu ajutorul nomogramei din fig. 2.44, într-un domeniu de frecvențe cuprins între 10 Hz și 10 KHz. De exemplu dacă se alege $R=10 \text{ K}\Omega$ și $f_0=3 \text{ KHz}$ rezultă că $C \approx 9 \text{ 300 pF}$.

Un reglaj final frecvenței se poate obține prin varierea rezistenței $\frac{R}{10}$.

La ieșirea oscilatorului se pot conecta rezistențe de sarcină mai mari de $100 \text{ K}\Omega$, însă în cazul unor valori mai mici este necesară intercalarea unui repetor pe emitor între oscilator și sarcină.

Cu rețeaua dublu T alimentată de la un generator de curent (fig. 2.40) se poate realiza un oscilator prin utilizarea unui etaj de amplificare în montaj bază comună, care introduce un defazaj nul între curentul de intrare, de emitor și cel de ieșire, de colector. Acest montaj prezintă o impedanță de intrare foarte mică și o amplificare de curent în scurtcircuit h_{21b} mai mică decât unitatea. Pe baza acestor considerente a fost realizată schema oscilatorului din fig. 2.45.

Pentru amorsarea oscilațiilor este necesar ca amplificarea de curent în scurtcircuit h_{21b} a tranzistorului să fie mai mare decât atenuarea de curent a rețelei:

$$h_{21b} \geq \gamma_{0t} = 0,9132 \quad (2.152)$$

frecvența de oscilație fiind dată din relația (2.140).

Condiția de amorsare a oscilațiilor se mai poate scrie:

$$h_{21e} = \frac{h_{21b}}{1 - h_{21b}} = \frac{k^2 + k + 2}{k - 2} \quad (2.153)$$

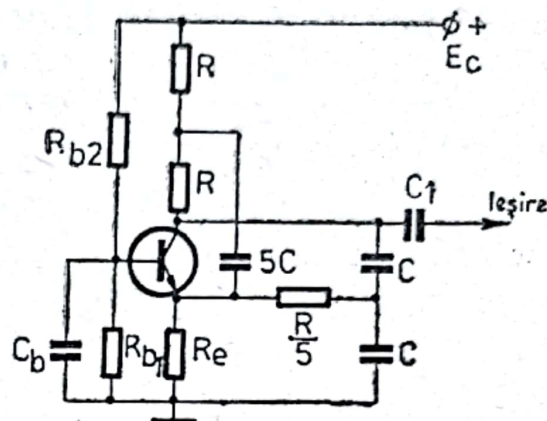


Fig. 2.45. Schema de principiu a unui oscilator cu rețea dublu T alimentată de la un generator de curent.

unde $h_{21b} = \frac{I_1}{I_2}$ din relația (2.141). Relația (2.153) prezintă un minim pentru $k \simeq 5$. De aceea pentru amorsarea oscilațiilor în acest caz tranzistorul trebuie să aibă:

$$h_{21e} \geq 10,66 \quad (2.154)$$

Dacă se ia în considerare efectul impedanței de intrare Z_i a tranzistorului, frecvența de oscilație devine:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC \sqrt{1 + 7 \left(\frac{Z_i}{R} \right)}} \quad (2.155)$$

iar condiția de amorsare a oscilațiilor:

$$h_{21b} \geq \gamma_{0i} + \frac{Z_i}{R} \quad (2.156)$$

sau

$$h_{21e} \geq \frac{32 + 35 \left(\frac{Z_i}{R} \right)}{3 - 35 \left(\frac{Z_i}{R} \right)} \quad (2.157)$$

Din aceste relații se constată că impedanța de intrare micșorează valoarea frecvenței de oscilație și mărește atât valoarea amplificării de curent necesare pentru amorsarea oscilațiilor. Pentru a micșora efectul impedanței de intrare se va alege valoarea rezistenței R astfel încît:

$$R \geq 100 Z_i \quad (2.158)$$

Capacitatea de ieșire a tranzistorului va modifica și ea frecvența de oscilație, care în acest caz devine egală cu:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \sqrt{\frac{42 + 10 \left(\frac{C_o}{C} \right)}{42 + 39 \left(\frac{C_o}{C} \right)}} \quad (2.159)$$

iar condiția de amorsare a oscilațiilor:

$$h_{21e} \geq \frac{1\,344 + 1\,393 \left(\frac{C_o}{C} \right) + 290 \left(\frac{C_o}{C} \right)^2}{126 - 28 \left(\frac{C_o}{C} \right) - 290 \left(\frac{C_o}{C} \right)^2} \quad (2.160)$$

Pentru ca influența capacității de ieșire C_0 a tranzistorului asupra frecvenței de oscilație și condiției de amorsare a oscilațiilor să fie neglijabilă, este necesar ca:

$$C' \geq 100 C_0 \quad (2.161)$$

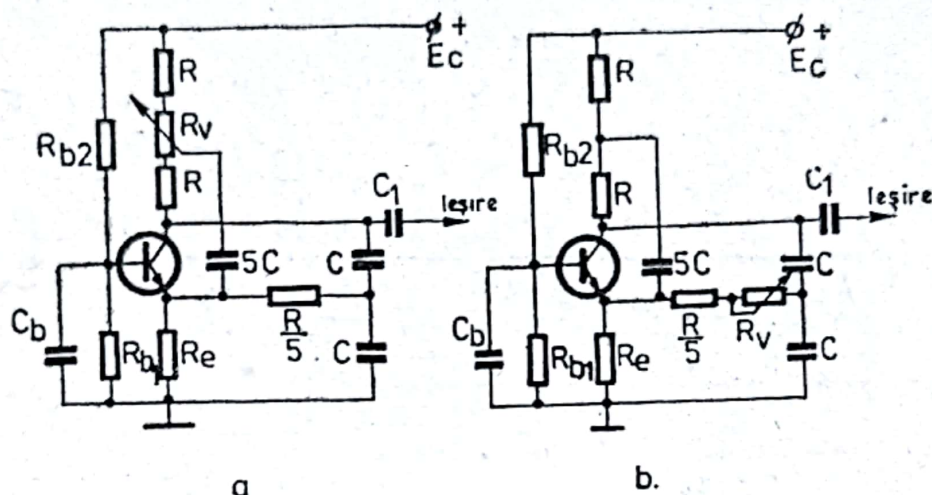


Fig. 2.46. Schema de principiu a unui oscilator cu rețea dublu T care realizează un reglaj continuu al frecvenței.

Este necesar ca baza tranzistorului să fie foarte bine decuplată și de aceea trebuie ca valoarea capacității C_b să fie astfel aleasă încât să fie îndeplinită condiția:

$$C_b = (20 \div 30) C \quad (2.162)$$

La acest tip de oscilator se poate realiza un reglaj continuu al frecvenței într-un domeniu restrâns de frecvențe prin utilizarea unor rezistențe variabile ca în fig. 2.46, *a* și fig. 2.46, *b*.

Oscilatoarele cu rețea dublu T alimentate de la un generator de curent pot lucra în domeniul de frecvențe cuprins între 15 Hz și 100 KHz.

2.4.3. Oscilatoare cu rețea dublu T cu tranzistoare cu efect de câmp

Avînd o impedanță foarte mare de intrare, tranzistorul cu efect de câmp înlătură dezavantajul impedanței mici de intrare a etajului de amplificare realizat cu tranzistor bipolar. El permite construirea unui oscilator cu un singur etaj de amplificare, rețeaua dublu T fiind alimentată de la un generator de tensiune ca în fig. 2.47.

Pentru amorsarea oscilațiilor este necesar ca amplificarea etajului să depășească valoarea atenuării la frecvența de oscilație f_0 (relația 2.140):

$$A \geq \gamma_0 = -10,66 \quad (2.163)$$

Pentru calcul se ia:

$$A = 1,1 \gamma_0 \quad (2.164)$$

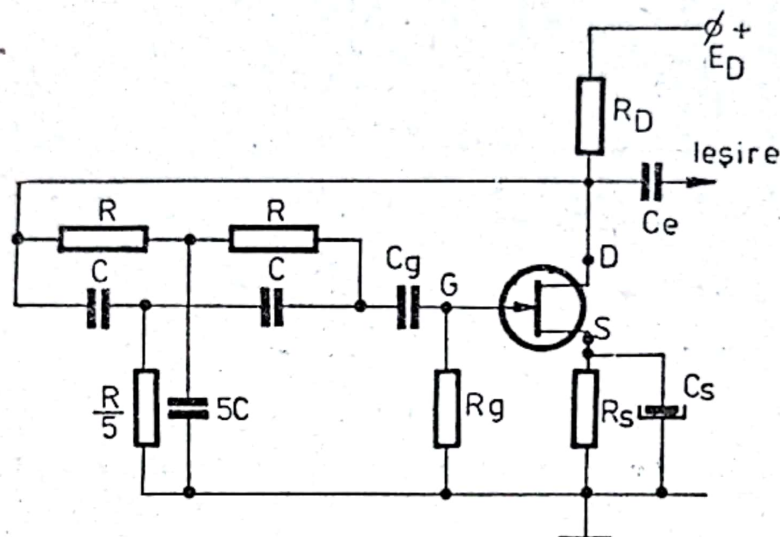


Fig. 2.47. Schema de principiu a unui oscilator cu rețea dublu T cu tranzistor cu efect de câmp.

Relațiile pentru frecvența f_0 și atenuarea minimă au fost stabilite presupunând că rețeaua a fost alimentată de la un generator de tensiune de rezistență internă mică. În schema oscilatorului din fig. 2.47 rezistența internă a generatorului este formată din rezistența din drenă R_D și rezistența internă r_d a tranzistorului conectate în paralel. Această rezistență echivalentă trebuie să fie mult mai mică decât impedanța de intrare a rețelei:

$$\frac{R_D r_d}{R_D + r_d} \ll Z_T \quad (2.165)$$

unde Z_T este dat de relația (2.147).

De asemenea, este necesar ca rezistența R_g din grila tranzistorului cu efect de câmp să fie mult mai mare decât impedanța de ieșire a rețelei:

$$R_g \gg Z_T \quad (2.166)$$

Valoarea capacității C_g trebuie să satisfacă relația:

$$\frac{1}{2\pi f_0 C_g} \ll R_g \quad (2.167)$$

La aceste oscilatoare, realizate cu un singur etaj de amplificare, limitarea amplitudinii oscilațiilor se obține prin nelinearitatea caracteristicii tranzistorului. Deoarece rețeaua dublu T prezintă o selectivitate ridicată, armonicile frecvenței de oscilație, care apar da-

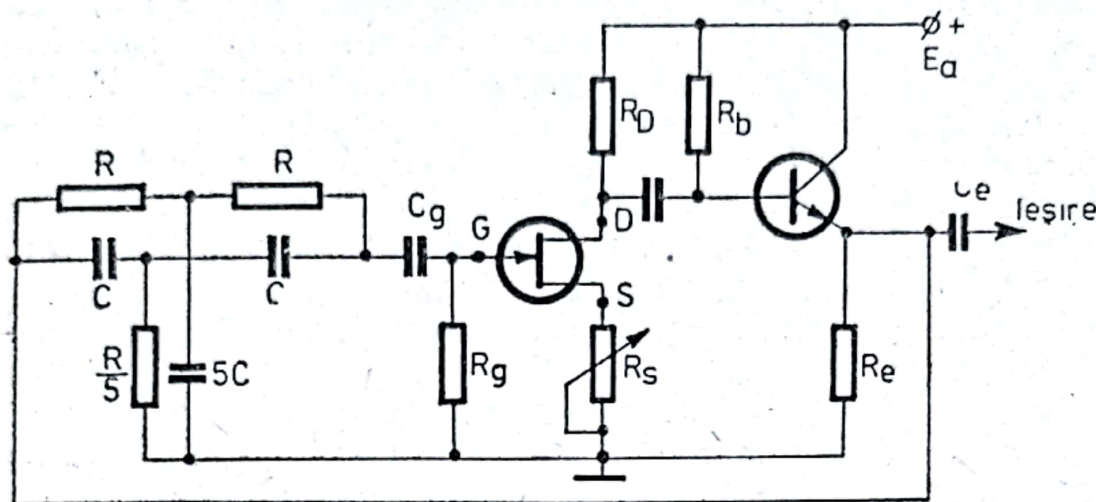


Fig. 2.48. Schema de principiu a unui oscilator cu rețea dublu T alimentată de la ieșirea unui repetor pe emitor.

torită acestui mod de limitare, vor fi puternic atenuate, ceea ce determină ca acest tip de oscilator să genereze un semnal cu un conținut mic de armonici. Armonicile semnalului mai pot fi reduse și prin aplicarea unei reacții negative în sursa tranzistorului. În acest caz rezistența R_s nu mai este decuplată de condensatorul C_s și este de obicei o rezistență variabilă cu ajutorul căreia se micșorează valoarea amplificării pînă în apropierea limitei de oscilație a montajului.

La frecvențe înalte impedanța de intrare a rețelei se micșorează deoarece la aceste frecvențe sînt necesare rezistențe R de valori mici și prin urmare condiția (2.165) devine nerealizabilă. Pentru obținerea unui generator de impedanță internă redusă rețeaua poate fi alimentată de la ieșirea unui repetor pe emitor (fig. 2.48).

2.4.4. Stabilitatea frecvenței oscilațiilor

La fel ca la oscilatorul cu rețea Wien stabilitatea frecvenței oscilatorului cu rețea dublu T este determinată de constanța parametrilor amplificatorului și a elementelor rețelei. Relațiile (2.126) și (2.127) și considerentele stabilite la oscilatorul cu rețea Wien sînt valabile și la oscilatorul cu rețea dublu T . Dacă la realizarea unui oscilator cu rețea dublu T se utilizează rezistențe și condensatoare

de toleranță 1% se va obține o frecvență de oscilație cu o precizie de 0,5% [43].

În cazul utilizării unor rezistențe bobinate de precizie cu coeficienți de temperatură mai mici de 10 ppm/°C, condensatori cu dielectric ceramic sau porțelan cu coeficienți de temperatură, de +105 sau -65 ppm/°C și un amplificator cu amplificare stabilizată se poate obține o stabilitate a frecvenței mai bună de 0,1%; domeniul de temperatură fiind de la -55 la +71°C.

În concluzie se poate spune că oscilatorul cu rețea dublu T prezintă unele calități față de cel realizat cu rețeaua Wien și anume:

- la aceleași valori R și C ale rețelei, selectivitatea este mai înaltă deci conținutul de armonici este mai mic;
- intrarea și ieșirea rețelei au un punct comun, care poate fi pus la pământ;
- se pot utiliza oscilatoare cu un singur etaj de amplificare;
- intrarea și ieșirea rețelei sînt mai puțin sensibile la sarcină deoarece impedanța de intrare a amplificatorului nu apare direct în paralel pe un singur element care determină frecvența;

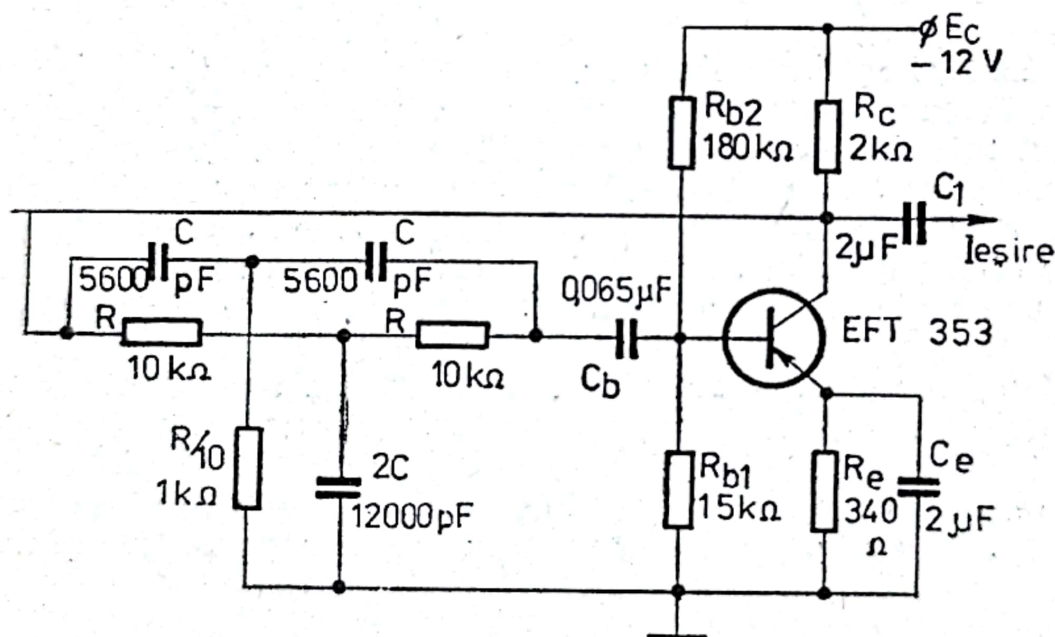


Fig. 2.49. Oscilator cu rețea dublu T cu un singur etaj de amplificare realizat cu tranzistorul bipolar EFT 353.

— acest oscilator este mai puțin sensibil la variațiile tensiunii de alimentare.

Principalul dezavantaj al acestor oscilatoare constă în faptul că ele nu permit un reglaj continuu al frecvenței într-un domeniu larg de frecvențe.

Exemplu de calcul. Să se calculeze un oscilator cu rețea dublu T având următoarele caracteristici $f_0=5$ KHz, $E_c=-12$ V. Se alege schema din fig. (2.49). Se determină produsul RC cu relația (2.149):

$$RC = \frac{0,28}{f_0} = \frac{0,28}{5 \times 10^3}$$

Dacă se alege $C=5\,600$ pF (tip CC1079 IPRS) rezultă $R=10$ K Ω . Valorile condensatorului $2C$ și ale rezistenței $\frac{R}{10}$ rezultă:

$$\frac{R}{10} = 1 \text{ K}\Omega; \quad 2C = 11\,200 \text{ pF}$$

Se alege pentru $2C$ valoarea 12 000 pF (tip CC1079 IPRS).
Din relația (2.151) se calculează valoarea capacității C_b :

$$C_b = 10 C = 56\,000 \text{ pF}$$

Se alege tranzistorul EFT 353, selecționându-se un exemplar cu $h_{21e} > 100$, care asigură amorsarea oscilațiilor. Punctul de funcționare al tranzistorului și valorile rezistențelor și condensatoarelor R_c , R_e , C_e se iau identice cu cele stabilite la exemplul de calcul din fig. 2.21, iar pentru R_{b1} și R_{b2} se iau valorile:

$$R_{b1} = 180 \text{ K}\Omega \quad R_{b2} = 15 \text{ K}\Omega$$

2.5. Oscilatoare cu amplificatoare operaționale integrate

Amplificatoarele operaționale integrate sînt, în esență, amplificatoare cu cuplaj în curent continuu, stabile, cu amplificare mare și folosite în mod normal cu o reacție negativă foarte puternică. Aceasta face ca circuitul funcțional de amplificare să fie relativ insensibil la sarcină și la efectele temperaturii și a îmbătrînirii asupra parametrilor amplificatorului.

În general, amplificarea în buclă deschisă este cuprinsă în domeniul ($10^3 \div 10^6$), iar banda de trecere se întinde de la zero la cîteva zeci de MHz. Amplificatoarele operaționale obișnuite prezintă o impedanță de intrare de ordinul a ($10^5 \div 10^6$) Ω în timp ce amplificatoarele prevăzute constructiv în etajul de intrare cu tranzistoare cu efect de cîmp ajung la o impedanță de intrare de ordinul a 10^{12} Ω . Impedanța de ieșire poate avea valori de la cîteva zeci la cîteva sute de ohmi.

Pe baza acestor caracteristici ale aplicatoarelor operaționale integrate se pot realiza oscilatoare RC cu rețea de defazare, cu rețea Wien și cu rețea dublu T.

2.5.1. Oscilatoare cu rețea de defazare

În fig. 2.50 este reprezentat un oscilator cu rețea de defazare realizat cu un amplificator operațional. Rețeaua trece-sus, formată din rezistențele R și capacitățile C este conectată între borna de intrare inversoare de fază și cea de ieșire a amplificatorului.

Prin conectarea rezistenței R_2 între borna de ieșire și borna de intrare inversoare de fază a amplificatorului se realizează un convertor curent-tensiune sau un amplificator de curent a cărui impedanță de intrare $Z_i \simeq 0$. Aceasta deoarece curentul care trece prin rezistența R_2 și este aplicat la intrarea amplificatorului este egal și de semn contrar curentului furnizat tot la intrare de rețeaua de defazare. Gradul de reacție negativă de curent este ajustat cu re-

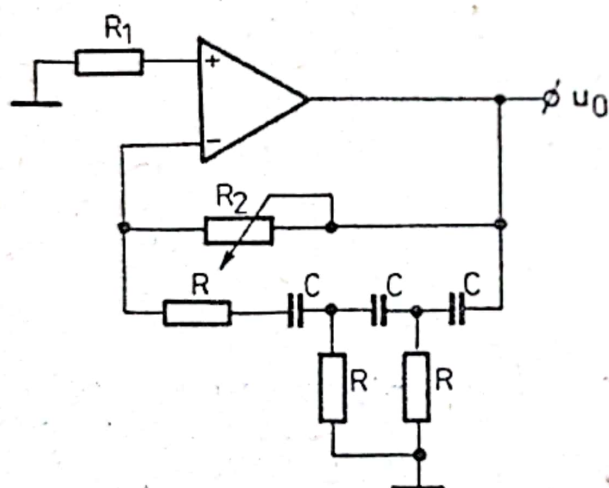


Fig. 2.50. Schema de principiu a unui oscilator cu rețea de defazare realizat cu un amplificator operațional integrat.

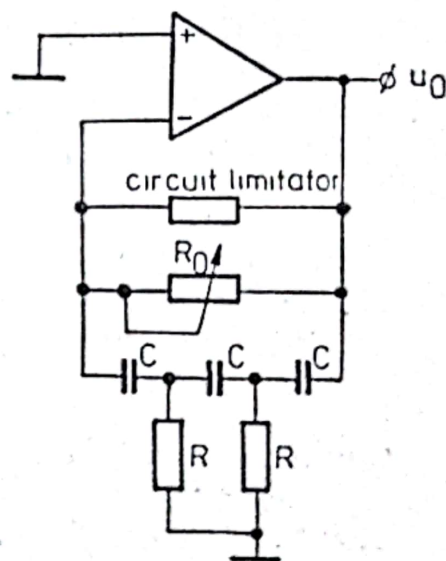


Fig. 2.51. Schema de principiu a unui oscilator cu rețea de defazare în care rezistența de reacție negativă face parte din rețeaua de defazare.

zistența variabilă R_2 pînă în apropierea limitei de amorsare a oscilațiilor pentru obținerea unui semnal cu distorsiuni cît mai reduse. Valoarea acestei rezistențe se alege astfel încît:

$$R_2 \gg R \quad (2.168)$$

Rezistența R_1 conectată la borna de intrare neinversoare de fază a amplificatorului servește la compensarea curentului de decalare de la intrare (offset) și în acest caz se ia $R_1 = R_2$.

Frecvența de oscilație este dată de relația:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC\sqrt{6}} \quad (2.169)$$

Un alt tip de oscilator cu rețea de defazare în care rezistența de reacție face parte din rețeaua de defazare este arătat în fig. 2.51.

Ecuția buclei închise este:

$$(j\omega^3 C^3 R^2 R_0 + 3\omega^2 C^2 R^2 - 4j\omega CR - 1)u_0 = 0 \quad (2.170)$$

Această ecuație este satisfăcută dacă:

$$R_0 = \frac{4\omega CR + j(3\omega^2 C^2 R^2 - 1)}{\omega^3 C^3 R^2} \quad (2.171)$$

Deoarece R_0 este real și constant, egalînd cu zero partea imaginară a relației (2.171) va rezulta frecvența de oscilație:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC\sqrt{3}} \quad (2.172)$$

La această frecvență va rezulta pentru R_0 valoarea:

$$R_0 = 12 R \quad (2.173)$$

Pentru a obține o oscilație stabilă valoarea lui R_0 trebuie să fie puțin mai mare decît $12 R$. Limitarea amplitudinii oscilațiilor se realizează cu ajutorul unui circuit de limitare cu diode. Dacă valoarea lui R_0 este mai mare decît $12 R$ distorsiunile semnalului generat cresc. Dar circuitul se stabilizează mai rapid și este mult mai stabil în amplitudine cu cît R_0 este mai mare.

2.5.2. Oscilatoare cu rețea Wien

Un oscilator cu rețea Wien poate fi construit cu ușurință cu un amplificator operațional, deoarece acesta prezintă o impedanță de intrare de valoare mare și o impedanță de ieșire de valoare mică. În fig. 2.52 este prezentat un asemenea oscilator la care rețeaua Wien, compusă din rezistențele R și capacitățile C , este conectată între borna de intrare neinversoare de fază și cea de ieșire a amplificatorului; circuitul de reacție negativă format din rezistențele r

și ρ fiind conectat între borna de intrare inversoare de fază și cea de ieșire.

La fel ca la oscilatorul cu rețea Wien cu tranzistoare bipolare frecvența de oscilație este dată de relația:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \quad (2.174)$$

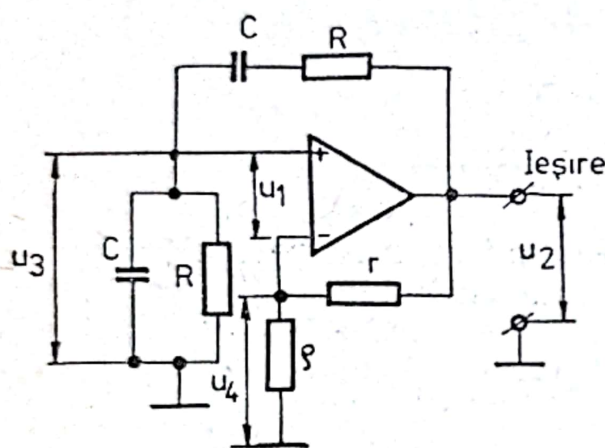


Fig. 2.52. Schema de principiu a unui oscilator cu rețea Wien cu stabilizare a amplitudinii cu termistor sau lampă cu incandescență.

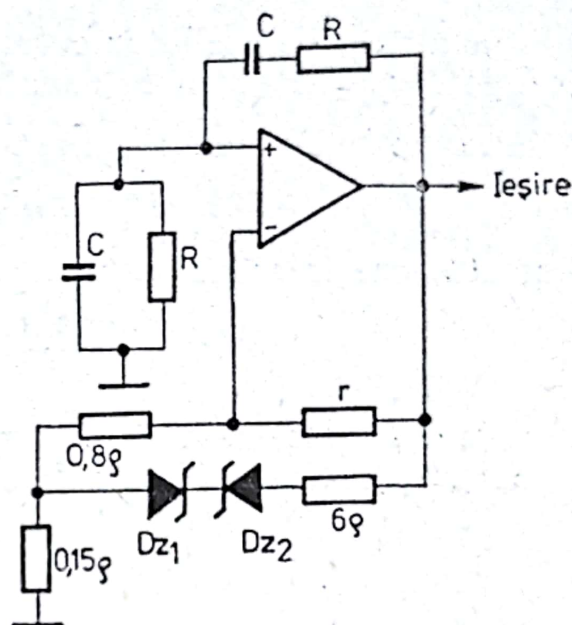


Fig. 2.53. Schema de principiu a unui oscilator cu rețea Wien cu stabilizare a amplitudinii cu diode Zener.

iar condiția de amorsare a oscilațiilor pentru care amplificarea devine egală cu 3 este îndeplinită când:

$$r \simeq 2\rho \quad (2.175)$$

Stabilizarea amplitudinii oscilațiilor poate fi realizată fie utilizând în locul rezistenței ρ un bec cu incandescență sau un termistor cu coeficient pozitiv de temperatură, fie utilizând în locul rezistenței r un termistor cu coeficient negativ de temperatură.

La conectarea tensiunii de alimentare a amplificatorului operațional sau la schimbarea frecvenței se produc pendulări ale amplitudinii semnalului de ieșire $u_2 = U_2 e^{j\varphi_2}$ din cauza inerției termice a becului cu incandescență sau a termistorului. Acest lucru poate fi evitat prin utilizarea unei perechi de diode Zener ca element de stabilizare a amplitudinii (fig. 2.53). Aceste diode Zener trebuie să aibă caracteristici aproape identice. La amorsarea oscilațiilor ampli-

ficarea este mai mare de 3 ca urmare a faptului că diodele Zener nu au intrat încă în conducție. Când amplitudinea semnalului de ieșire devine egală cu tensiunea de stabilizare a diodelor Zener acestea intră în conducție și măresc gradul de reacție negativă prin șuntarea divizorului format din r și $0,8 \rho$. Pentru ca această șuntare să fie limitată astfel încât amplificarea să fie redusă la 3, s-a introdus în serie cu diodele Zener rezistența 6ρ . Amplitudinea semnalului de ieșire va fi cu puțin mai mare decât tensiunea de stabilizare a diodelor Zener. Fără acest sistem de limitare amplitudinea semnalului de ieșire ar fi fost limitată numai de saturația amplificatorului operațional și semnalul ar fi fost puternic distorsionat.

Amplitudinea semnalului de ieșire poate fi puțin mărită prin reglarea gradului de reacție negativă însă distorsiunile vor crește simțitor. În general rezistențele circuitului de reacție se aleg astfel încât să se obțină distorsiuni minime, iar tensiunea Zener este selectată pentru valoarea amplitudinii dorite. În acest fel distorsiunile pot fi reduse la aproximativ 0,5%. Frecvența de lucru maximă a oscilatorului este determinată de limita vitezei maxime de variație a tensiunii de ieșire a amplificatorului operațional (slew rate).

După cum am arătat mai înainte circuitul de limitare cu diode Zener produce o distorsionare destul de importantă a formei de undă la valori mari ale semnalului generat. Un circuit de limitare care înlătură acest inconvenient poate fi realizat cu o pereche de diode cu siliciu. În fig. 2.54 este arătată schema de principiu a unui oscilator cu rețea Wien la care limitarea amplitudinii este realizată cu ajutorul a două diode cu siliciu montate antiparalel.

La amorsarea oscilațiilor semnalul de ieșire este prea mic pentru a pune diodele în conducție. Amplificarea este mare, deoarece bucla de reacție negativă este deschisă și cea de reacție pozitivă este închisă, semnalul de ieșire tinzând să crească rapid. Imediat ce diodele încep să conducă circuitul de reacție negativă este închis și amplificarea scade la o valoare aproximativ egală cu 3, limitând astfel amplitudinea semnalului de ieșire. Diodele de radio-

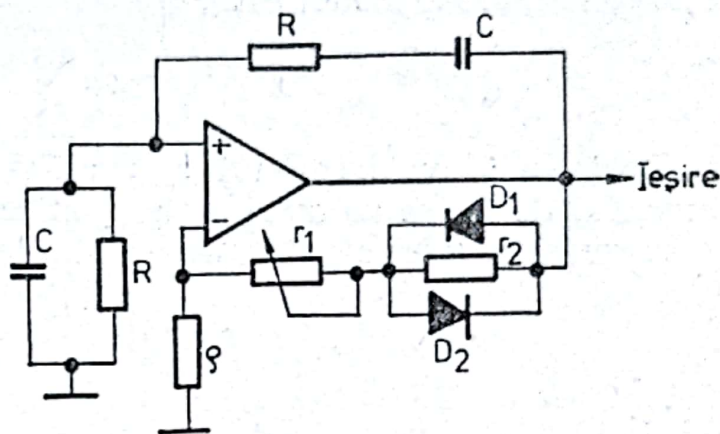


Fig. 2.54. Schema de principiu a unui oscilator cu rețea Wien cu stabilizarea amplitudinii cu diode cu siliciu.

dată (fig. 2.56). Valoarea acestei rezistențe de drenă r_d crește odată cu creșterea tensiunii grilă-sursă după cum se poate vedea în fig. 2.57.

La alimentarea cu tensiune a amplificatorului operațional rezistența r_d a tranzistorului cu efect de câmp este mică, reacția negativă este mai redusă astfel încât amplificarea amplificatorului este mai mare de 3. Semnalul de ieșire este redresat de dioda D , este filtrat de grupul R_1C_1 și este aplicat pe grila tranzistorului cu efect de câmp. Odată cu creșterea amplitudinii semnalului crește tensiunea continuă aplicată pe grilă și prin urmare crește rezistența de drenă r_d . Când rezistența de drenă ajunge la o valoare pentru care amplificarea este redusă la 3 și este îndeplinită condiția:

$$r \simeq 2(\rho_0 + r_d) \quad (2.178)$$

amplitudinea semnalului de ieșire rămâne constantă. Orice variație a amplitudinii va produce o variație în același sens a rezistenței de drenă r_d , care va modifica în mod corespunzător gradul de reacție negativă, menținând astfel această amplitudine constantă.

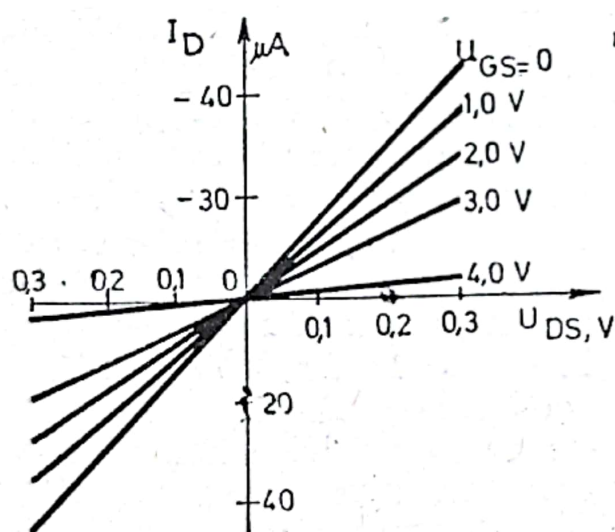


Fig. 2.56. Caracteristica de drenă de tensiune mică a tranzistorului cu efect de câmp 2N 3278.

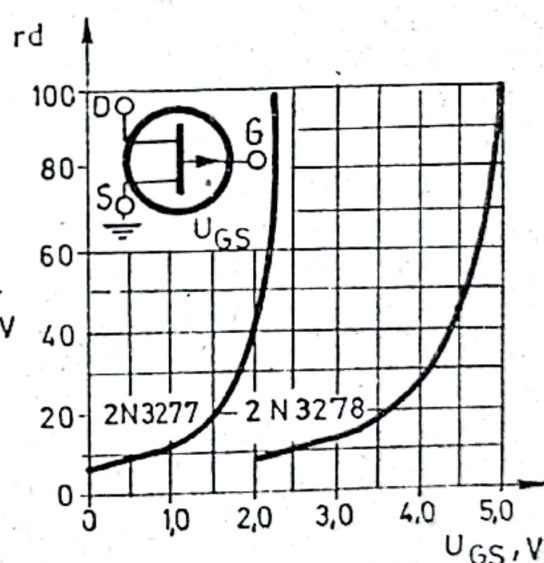


Fig. 2.57. Variația rezistenței de drenă r_d cu tensiunea grilă-sursă.

Constanța de timp R_1C_1 se alege:

$$R_1C_1 = 10T \quad (2.179)$$

unde T este perioada semnalului generat ($T = \frac{1}{f_0}$). Dacă această constantă de timp este prea mică vor rezulta distorsiuni datorită

unei filtrări insuficiente a tensiunii de grilă. O filtrare mai bună se poate obține prin mărirea constantei de timp R_1C_1 însă acesta va duce la creșterea timpului de răspuns al stabilizării în amplitudine.

Valoarea amplitudinii semnalului de ieșire poate fi reglată cu ajutorul potențiometrului R_2 . Rezistența ρ_0 conectată în serie cu tranzistorul cu efect de câmp este necesară pentru obținerea unor amplitudini mari ale semnalului de ieșire cu distorsiuni mici, cu o mică înrăutățire a stabilizării amplitudinii.

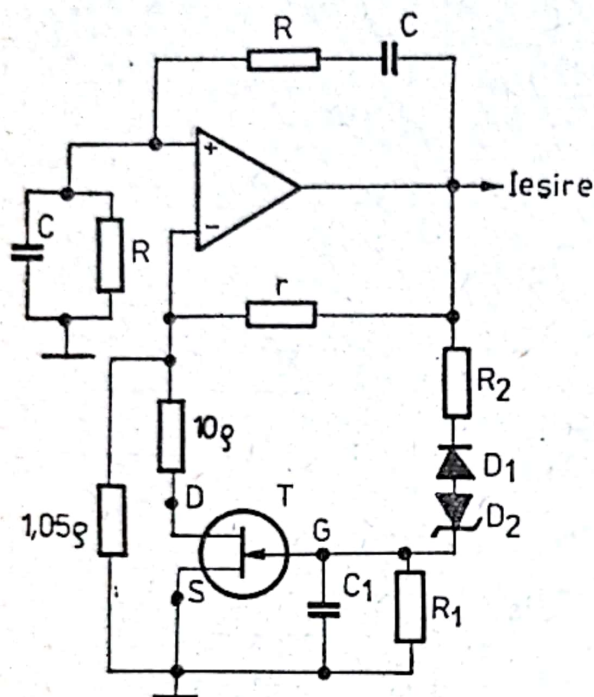


Fig. 2.58. Schema de principiu a unui oscilator cu rețea Wien cu stabilizarea amplitudinii cu un tranzistor cu efect de câmp montat în paralel cu bucla de reacție negativă.

Tranzistorul cu efect de câmp poate fi montat în paralel pe rezistența ρ din bucla de reacție negativă ca în fig. 2.58.

În momentul inițial amplificarea este mai mare ca 3 și semnalul de ieșire tinde să crească. Grila tranzistorului cu efect de câmp are o polarizare egală cu zero, dioda Zener D_2 fiind blocată. Acest lucru face ca rezistența de drenă r_d să aibă o valoare mică, divizorul $r_d + 10\rho$ șuntând rezistența $1,05\rho$ din bucla de reacție negativă. Când amplitudinea semnalului de ieșire depășește tensiunea de stabilizare a diodei

Zener, pe grila tranzistorului cu efect de câmp se aplică o tensiune de polarizare, care produce o creștere importantă a rezistenței r_d și o micșorare semnificativă a efectului de șuntare a rezistenței $1,05\rho$ pînă cînd amplificarea este redusă la o valoare egală cu 3. Rezistența de drenă r_d poate să varieze de la $500\ \Omega$ la $100\ M\Omega$. Cu acest sistem de stabilizare distorsiunile pot fi reduse la aproximativ 0,2%. Grupul de filtrare R_1C_1 se alege tot din relația (2.179).

O stabilizare și mai bună a amplitudinii semnalului de ieșire poate fi obținută prin intercalarea unui amplificator suplimentar între ieșirea amplificatorului operațional și grila tranzistorului cu efect de câmp.

Un oscilator cu rețea Wien ce furnizează o frecvență foarte stabilă și de înaltă precizie poate fi realizat prin utilizarea unui

cristal de cuarț ca în fig. 2.59. Selectivitatea rețelei Wien este foarte mult îmbunătățită ca urmare a selectivității extrem de ridicate a caracteristicii cristalului de cuarț. Elementele R și C din bucla de reacție pozitivă servesc în primul rând la filtrarea armonicilor cristalului și trebuie să fie acordate cu impedanța de rezonanță a cristalului. La frecvența de rezonanță serie defazajul prin cristal este zero și impedanța lui este pur rezistivă (R_q). Această rezistență înlocuiește una din rezistențele R ale rețelei Wien ($R_q = R$). Deoarece rezistența R_q este de ordinul a $10\text{ K}\Omega$ la frecvența de 50 KHz și se reduce la $1\text{ K}\Omega$ pentru frecvențe între 50 KHz și 1 MHz , în serie cu cristalul de cuarț se poate adăuga o rezistență R' astfel încît $R = R_q + R'$. La acest oscilator frecvența de oscilație este dată tot de relația (2.174). Impedanța cristalului variază cu temperatura mediului ambiant tinzînd astfel să varieze amplificarea în bucla de reacție pozitivă însă controlul automat al amplificării din bucla de reacție negativă compensează această variație. În cazul utilizării unei rezistențe suplimentare R' în serie cu cristalul influența variațiilor temperaturii mediului ambiant asupra oscilatorului este mai redusă.

În concluzie se poate spune că stabilitatea frecvenței unui oscilator cu rețea Wien depinde de calitatea componentelor R și C ale rețelei. Aceste oscilatoare pot genera oscilații sinusoidale în domeniul de frecvență cuprins între 1 Hz și cîteva sute de KHz .

2.5.3. Oscilatoare cu rețea dublu T

Se poate realiza cu un amplificator operațional un oscilator cu o rețea dublu T (fig. 2.60) care are un raport între componente $k = \frac{1}{2}$ și introduce un defazaj nul la frecvența:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \quad (2.180)$$

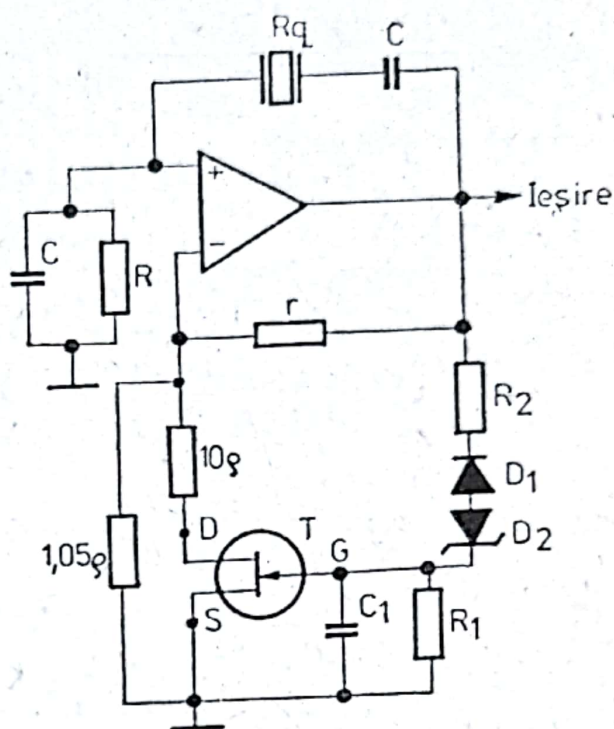


Fig. 2.59. Schema de principiu a unui oscilator cu rețea Wien ce conține un cristal de cuarț.

Rețeaua este montată între borna de ieșire și borna de intrare inversoare a amplificatorului operațional și realizează o reacție negativă selectivă. Divizorul de tensiune format din rezistențele

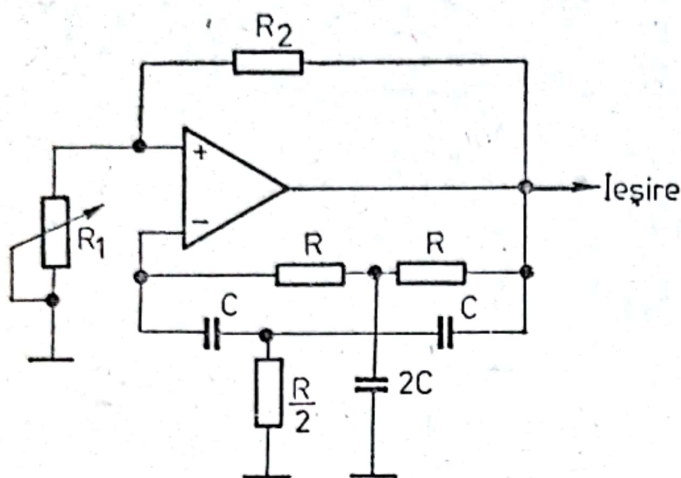


Fig. 2.60. Schema de principiu a unui oscilator cu rețea dublu T.

R_1 și R_2 realizează o reacție pozitivă neselectivă. La frecvența de oscilație f_0 tensiunea de la intrarea inversoare a amplificatorului devine egală cu zero, deci reacția negativă se anulează. Acest lucru provoacă amorsarea oscilațiilor deoarece reacția pozitivă a rămas singură în circuit. Gradul de reacție pozitivă se ajustează cu ajutorul rezistenței reglabile R_1 . Rezistențele R_1 și R_2 trebuie să îndeplinească condiția:

$$R_1 \ll R_2 \quad (2.181)$$

În cazul acestui oscilator stabilitatea frecvenței depinde la fel ca și la cel cu rețea Wien de stabilitatea valorilor componentelor rețelei dublu T în timp și cu temperatura mediului ambiant.

2.5.4. Oscilator în cuadratură

Acest tip de oscilator RC furnizează simultan la ieșirile sale două semnale în cuadratură (sin și cos). Oscilatorul în cuadratură este foarte indicat pentru obținerea semnalelor de frecvență fixă în domeniul de frecvențe cuprins între 1 Hz și 10 KHz. Față de oscilatorul cu rețea Wien acesta prezintă avantajul unei stabilizări în amplitudine mai ușor de realizat în practică, fără introducerea unor distorsiuni importante.

Principiul de funcționare al acestui oscilator se bazează pe faptul că dubla integrare a unei sinusoide oferă o sinusoidă de aceeași frecvență dar defazată cu 180° față de prima. Astfel rezultatul dublei integrări poate fi utilizat ca reacție pozitivă pentru a genera oscilații [27], [28]:

$$\frac{1}{RC} \int \left[\frac{1}{RC} \int A \sin \omega_0 t dt \right] dt = -A \sin \omega_0 t \quad (2.182)$$

În fig. 2.61 este arătată schema de principiu a unui oscilator în cuadratură cu limitarea amplitudinii. Amplificatoarele operaționale A_1 și A_2 sînt utilizate ca circuite integratoare. Circuitul limi-

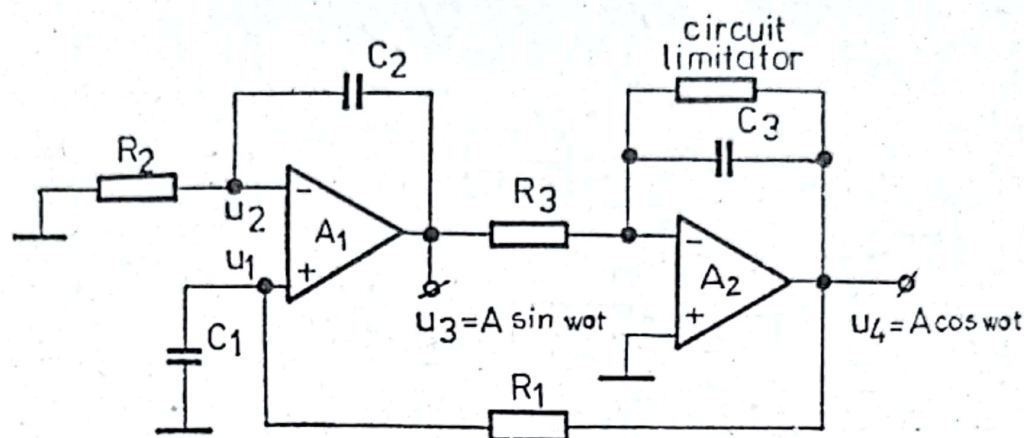


Fig. 2.61. Schema de principiu a unui oscilator în cuadratură cu limitarea amplitudinii.

tator este realizat cu diode polarizate. Dacă se consideră că se lucrează într-un regim liniar și că pe condensatorul C_1 există o tensiune inițială U_0 , toate celelalte condiții inițiale fiind egale cu zero, transformatele Laplace ale tensiunilor u_1 și u_2 sînt date de relațiile:

$$U_1(s) = \frac{1}{R_1 C_1 s + 1} U_4(s) + \frac{U_0}{s} \quad (2.183)$$

$$U_2(s) = \frac{R_2 C_2 s}{R_2 C_2 s + 1} U_3(s) \quad (2.184)$$

$$U_4(s) = \frac{1}{R_3 C_3 s} U_3(s) \quad (2.185)$$

Presupunînd că amplificatoarele operaționale sînt ideale, U_1 și U_2 vor fi egale. Dacă se notează cu $T_1 = R_1 C_1$, $T_2 = R_2 C_2$ și $T_3 = R_3 C_3$ atunci:

$$U_3(s) = \frac{\left(s + \frac{1}{T_1}\right) \left(s + \frac{1}{T_2}\right) U_0}{s^2 + \left(\frac{1}{T_1}\right) s^2 + \left(\frac{1}{T_1 T_2}\right) s + \frac{1}{T_1 T_2 T_3}} \quad (2.186)$$

Dacă $T_1 = T_2 = T$:

$$U_3(s) = \frac{\left(s + \frac{1}{T}\right) U_0}{s^2 + \frac{1}{T T_3}} \quad (2.187)$$

Transformata Laplace inversă ne dă soluția în funcție de timp a acestei relații:

$$U_3 = V_0 \sqrt{T_3 + 1} \sin \left(\frac{1}{\sqrt{T T_3}} t + \varphi \right) \quad (2.188)$$

unde:

$$\varphi = \arctg \left(\frac{T}{\sqrt{T T_3}} \right) \quad (2.189)$$

Acum dacă $T_3 = T$:

$$U_3 = U_0 \sqrt{T + 1} \sin \left(\frac{1}{T} t + 45^\circ \right) \quad (2.190)$$

În acest caz frecvența de oscilație este dată de:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \quad (2.191)$$

unde: $R = R_1 = R_2 = R_3$ și $C = C_1 = C_2 = C_3$

În practică $R_1 C_1$ este puțin mai mare decât $R_2 C_2$ pentru a obține oscilații de amplitudini crescătoare. Acestea vor fi limitate la o anumită valoare stabilită de circuitul de limitare. Distorsiunile vor fi în mare proporționale cu diferența de mărime dintre constantele de timp $R_1 C_1$ și $R_2 C_2$. Semnalul u_3 este mai puțin distorsionat decât u_4 .

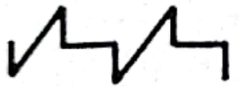
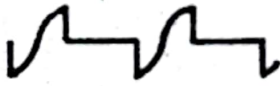
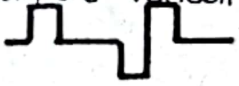
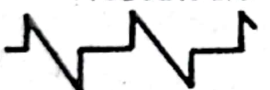
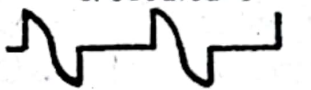
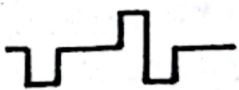
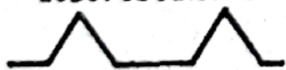
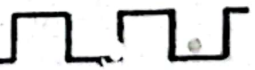
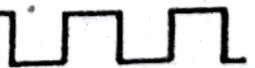
2.6. Generatoare de funcții

Oscilatoarele RC descrise pînă acum necesită rezistențe de valori foarte ridicate la frecvențe sub 10 Hz; în plus la aceste frecvențe stabilizarea amplitudinii prin sistemele clasice cu bec cu incandescență sau cu termistor este practic imposibilă. Generatoarele de funcții înlătură aceste neajunsuri ele putînd furniza un semnal stabilizat în amplitudine de frecvență foarte joasă de obicei pînă la 10^{-3} Hz. Unele generatoare pot coborî chiar pînă la 10^{-6} Hz. În domeniul frecvențelor înalte ele pot urca pînă la o frecvență de 10 MHz.

În general, un generator de funcții este un aparat ce poate să furnizeze cel puțin trei forme de undă de bază: triunghiulară, dreptunghiulară și sinusoidală. Plecînd de la aceste funcții de bază generatoarele mai perfecționate sînt capabile să furnizeze și

alte funcții: rampe liniare, sinusoidale sau logaritmice crescătoare sau descrescătoare, semitriunghiulare și arcuri de sinusoidă pozitive sau negative, semnale triunghiulare mai mult sau mai puțin asimetrice, semnale dreptunghiulare cu factor de umplere variabil, semnale trapezoidale și chiar semnale de zgomot după cum se poate vedea din tabelul 2.2.

Aceste semnale pot fi modulate în amplitudine sau în frecvență. Unele generatoare pot avea și un dispozitiv „tone burst” care permite să se obțină trenuri de undă repetitive sau monodeclanșate

Principalele tipuri de semnale ce pot fi obținute de la un generator de funcții			
			Semnale de bază
Semnal triunghiular	Semnal sinusoidal	Semnal dreptunghiular	
			Semnale derivate
Triunghi simetric	Sinusoidă strîmbă	Dreptunghi cu factor de umplere variabil	
			
Rampa lineara crescătoare	Rampă sinusoidală crescătoare	Impuls alternativ	
			
Rampa lineara descrescătoare	Rampa sinusoidală descrescătoare	Impuls alternativ	
			
Semitriunghi pozitiv	Arc de sinus pozitiv	Dreptunghi pozitiv	
			
Semitriunghi negativ	Arc de sinus negativ	Dreptunghi negativ	
			
Trapez			

manual sau cu un semnal exterior de sincronizare. Numărul de perioade al semnalului principal conținut în fiecare tren de unde poate fi reglat în mod progresiv și urmînd un ritm variabil sau comandat numeric în sistem digital (1, 2...8...128 perioade). Alte

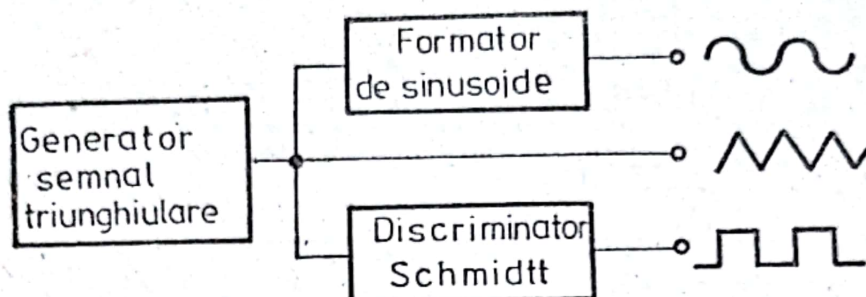


Fig. 2.62. Schema bloc a unui generator de funcții simplu.

generatoare dispun de ieșiri duble sau multiple, care furnizează semnale defazate cu un unghi de fază reglabil între 0° și 360° . Semnalul generat poate fi suprapus peste o componentă continuă reglabilă în amplitudine și semn. Generatoarele care furnizează un semnal de zgomot pot avea un formator capabil să dea secvențe numerice pseudoaleatorii (zgomot digital).

Schema bloc a celui mai simplu generator de funcții este prezentată în fig. 2.62. Elementul de bază al acestei scheme este generatorul de semnale triunghiulare. Frecvența de repetiție a acestor semnale poate fi variată într-un raport de 1:10, amplitudinea semnalului generat fiind independentă de frecvență.

Semnalele triunghiulare și dreptunghiulare pot fi generate în mod simultan de către un comparator de tensiune prin două moduri de funcționare: integrare și comparare de tensiune cu histerezis. Integrarea tensiunii de ieșire a comparatorului în una din stările acestuia generează o rampă. Această rampă poate fi utilizată prin aplicarea pe intrarea inversoare la bascularea comparatorului în cealaltă stare. În această stare tensiunea de ieșire va fi de polaritate inversă și va rezulta o rampă de pantă inversă. Datorită histerezisului această nouă rampă va produce bascularea comparatorului din alt punct și comparatorul va reveni la starea inițială. Deoarece această acțiune continuă comparatorul va furniza la ieșirea sa un semnal dreptunghiular și la ieșirea integratorului un semnal triunghiular. Un astfel de generator este arătat în fig. 2.63 a în care comparatorul este realizat cu ajutorul unui amplificator operațional cu reacție pozitivă la intrarea neinversoare și limitare a semnalului de ieșire.

Rezistența R și condensatorul C formează circuitul de integrare. Amplificatorul operațional compară tensiunea u_1 de pe condensatorul C cu tensiunea de reacție pozitivă $\frac{R_1}{R_1+R_2} U_z$ de la borna lui neinversoare. Când tensiunea de pe condensator devine egală cu

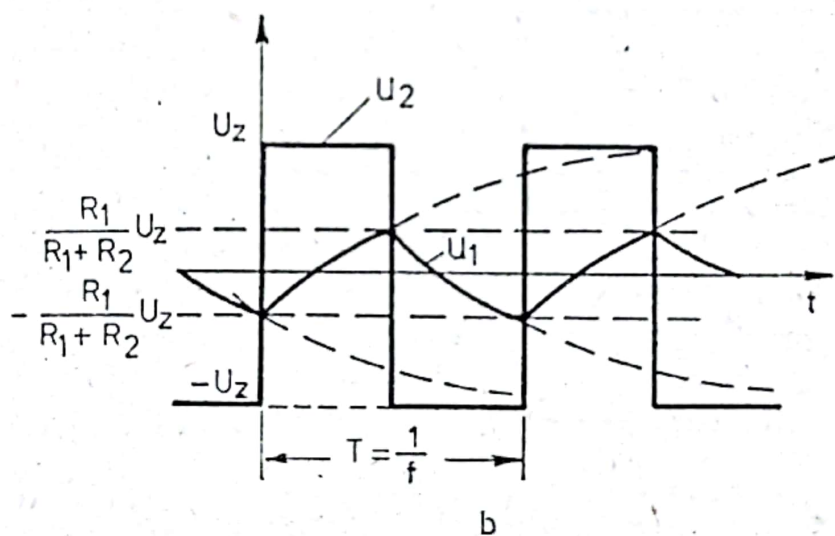
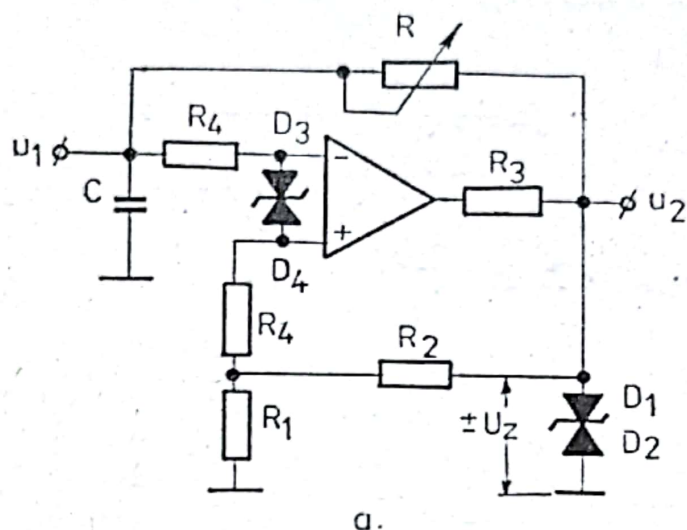


Fig. 2.63. Schema de principiu a unui generator de semnale triunghiulare și dreptunghiulare.

această tensiune de reacție comparatorul basculează în cealaltă stare, tensiunea de la ieșirea lui u_2 , va trece de la U_z la $-U_z$. În această stare va rezulta o tensiune integrată de pantă inversă. Continuarea acestui proces va duce la generarea unui semnal dreptunghiular u_2 la ieșirea comparatorului și a unui semnal triunghiular u_1 la bornele condensatorului C . Mărimea amplitudinii semnalului u_2 este fixată de valoarea tensiunii de stabilizare U_z a diodelor

Zener D_1 și D_2 . Pentru simetria undei generate este necesar ca diodele Zener să fie alese cu caracteristici identice. Rezistența R_3 determină curentul maxim prin diode. Fronturile tensiunii dreptunghiulare u_2 sînt date de viteza maximă de variație a tensiunii de ieșire a amplificatorului operațional. Frecvența de oscilație este determinată de constanta de timp RC a integratorului și de gradul de reacție pozitivă:

$$f = \frac{1}{2RC \ln \left(1 + \frac{2R_1}{R_2}\right)} \quad (2.192)$$

Dacă se ia: $\frac{R_1}{R_1 + R_2} = 0,473$ rezultă:

$$f = \frac{1}{2RC} \quad (2.193)$$

Această frecvență poate fi variată cu ajutorul rezistenței R fără a modifica amplitudinea celor două semnale generate. De remarcat că frecvența este independentă de amplitudinea tensiunii dreptunghiulare u_2 deoarece aceasta este stabilizată de diodele Zener D_1 și D_2 .

Integratorul simplu utilizat la acest generator furnizează o rampă a cărei pantă este neliniară, fiind o porțiune din caracteristica de încărcare a unui condensator. O îmbunătățire a liniarității poate fi obținută utilizînd numai porțiunea inițială a acestei caracteristici. Acest lucru se realizează cu ajutorul divizorului R_1 , R_2 , amplitudinea tensiunii triunghiulare fiind egală cu $\frac{R_1}{R_1 + R_2} U_z$. Tensiunea

diferențială de intrare $\frac{2R_1}{R_1 + R_2} U_z$ poate depăși tensiunea maximă admisibilă de intrare a amplificatorului. În acest caz se folosește un circuit de protecție format din diodele Zener D_3 și D_4 și rezistențele R_4 . Pentru ca rezistența de valoare scăzută ce apare în paralel pe intrare după acționarea protecției să nu influențeze caracteristicile generatorului este necesar ca $R_4 \gg R_1$ și R_2 .

Pentru acest tip de generator stabilitatea frecvenței depinde în principal de stabilitatea diodelor Zener și a elementelor pasive și într-o foarte mică măsură de tipul și performanțele amplificatorului. La frecvențe foarte joase trebuie luat în considerare curentul de polarizare și nivelul zgomotului la intrarea amplificatorului.

O liniaritate mult îmbunătățită a semnalului triunghiular poate fi obținută prin menținerea constantă a mărimii curentului de în-

cărcare al condensatorului, rezultând astfel o viteză constantă de variație în timp a tensiunii. În circuitul descris anterior curentul de încărcare scădea odată cu creșterea tensiunii. Acest lucru poate fi remediat prin înlocuirea rezistenței de încărcare R din fig. 2.63

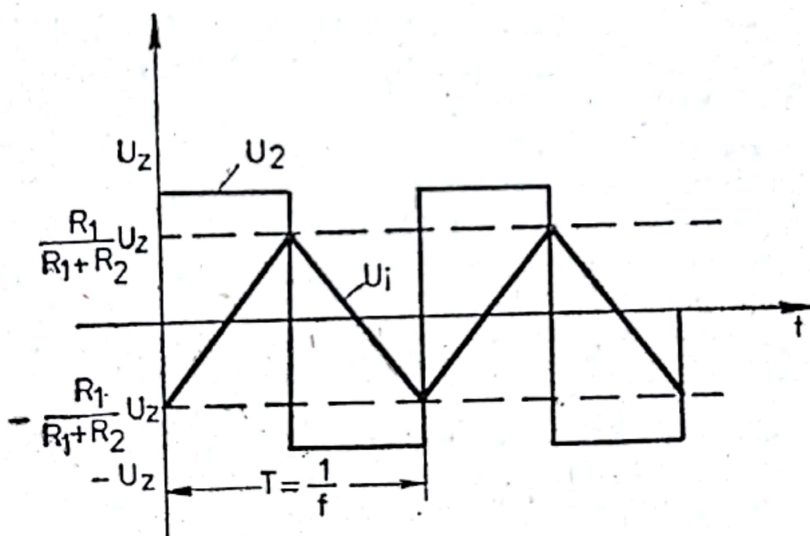
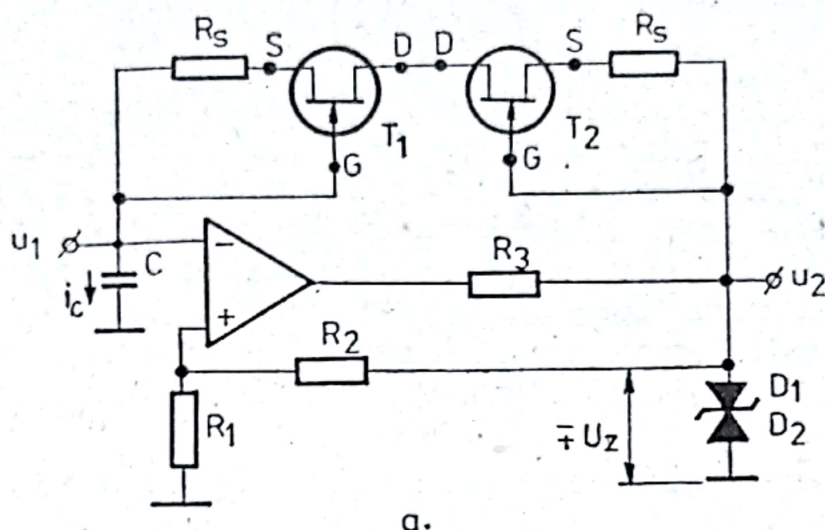


Fig. 2.64. Schema de principiu a unui generator de semnale triunghiulare și dreptunghiulare cu linearitate mult îmbunătățită.

cu surse de curent ca în fig. 2.64. Ca surse de curent se utilizează două tranzistoare cu efect de câmp T_1 și T_2 montate în opoziție care vor furniza ambele polarități ale curentului de încărcare. Pentru o polaritate dată a tensiunii de ieșire u_2 o grilă va fi polarizată invers și tranzistorul va lucra ca o sursă de curent și cealaltă grilă va fi polarizată direct, tranzistorul lucrând ca o simplă diodă.

Cînd polaritatea tensiunii de ieșire se schimbă, rolurile celor două tranzistoare se inversează, curentul prin condensator își schimbă sensul. În acest caz, frecvența de oscilație este controlată de curentul de încărcare conform relației:

$$f = \frac{i_c (R_1 + R_2)}{4R_1 C U_z} \quad (2.194)$$

Deoarece tranzistoarele cu efect de cîmp lucrează ca surse flotante de curent, polarizarea lor este foarte simplă. Totuși pentru stabilizarea termică este necesar ca rezistențele de polarizare R_s să fie astfel alese încît valorile curentului să se afle în apropierea punctului de funcționare al tranzistorului cu coeficient de temperatură egal cu zero. ($U_{GSO} = U_{GSB} \pm 0,64$ Volți și $I_{DO} = 0,32 g_m$, semnul plus se ia pentru tranzistorul cu canal N , iar semnul minus pentru cel cu canal P , U_{GSB} fiind tensiunea grilă-sursă de blocare la care $I_D = 0$).

Tranzistoarele cu efect de cîmp T_1 și T_2 trebuie să fie alese cu caracteristici cît mai apropiate pentru a asigura o cît mai bună simetrie a formei de undă. Pentru ca tranzistoarele cu efect de cîmp să poată lucra ca surse de curent este necesar ca ele să aibă o tensiune grilă-drenă suficient de mare pentru a produce blocarea. Amplitudinea semnalului triunghiular trebuie să fie mai mică decît cea a semnalului dreptunghiular sau cel puțin egală cu suma dintre tensiunea de blocare și căderea de tensiune directă pe grilă. Dependența curentului rezidual de tensiune grilă-drenă este cauza principală a neliniarității undei triunghiulare. Această dependență este exprimată prin rezistența de ieșire a sursei de curent $R_0 = (1 + g_m R_s) r_d$ și are ca efect o nelinearitate de circa 10%. Această nelinearitate poate fi micșorată prin mărirea lui R_0 conectînd tranzistoarele în montaj cascadă. Deoarece curentul de intrare al amplificatorului influențează linearitatea undei triunghiulare este necesar ca acesta să aibă o impedanță de intrare diferențială de valoare mare. În plus este necesar să se intercaleze un etaj separator între sarcină și ieșirea semnalului triunghiular. Frecvențele joase sînt limitate de valoarea impedanței de intrare a amplificatorului, de curentul de polarizare și de nivelul de zgomot la intrare al acestuia. La frecvențe înalte viteza maximă de variație a amplificatorului limitează valoarea maximă a frecvenței generate.

Dacă se utilizează amplificatoare operaționale separate pentru integrare și comparare de tensiune se obține un generator de semnale triunghiulare și dreptunghiulare de precizie ridicată și cu posibilitatea controlului formei de undă a semnalului generat. Un asemenea generator este prezentat în fig. 2.65. Comparatorul de ten-

siune este realizat cu amplificatorul A_2 , divizorul de tensiune R_1 și limitatorul semnalului de ieșire format din diodele Zener D_1 și D_2 și rezistența R_2 . Integratorul este format din amplificatorul A_1 și elementele R și C . Tensiunea integrată este egală cu diferența din-

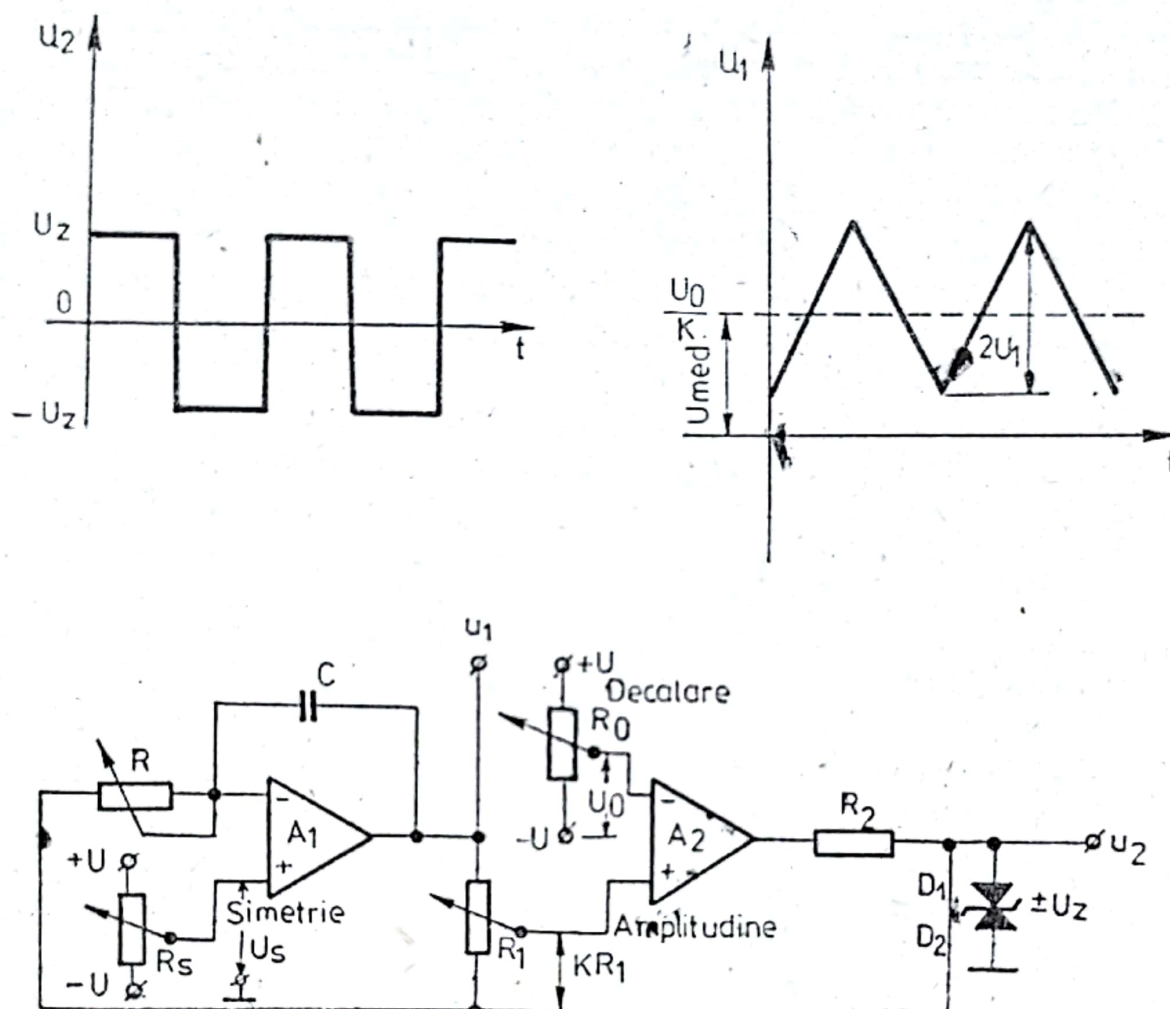


Fig. 2.65. Schema de principiu a unui generator de semnale triunghiulare și dreptunghiulare realizat cu două amplificatoare operaționale.

tre tensiunea de ieșire u_2 a comparatorului și tensiunea de control a simetriei U_s adică $u_2 - U_s$. Deoarece u_2 își schimbă polaritatea rezultă că U_s va mări sau va micșora în mod alternativ tensiunea integrată. Aceasta va produce o mărire a unei viteze de integrare și o scădere a celeilalte, avînd ca rezultat un control al simetriei semnalului, așa cum este exprimat prin raportul celor doi timpi de integrare sub forma:

$$S = \frac{U_z - U_s}{U_z + U_s} \quad (2.195)$$

Simetria este deci acționată numai prin potențiometrul de control R_s . Precizia acestui control este determinată în principal de precizia lui R_s și a tensiunilor lui de alimentare, în timp ce erorile produse de curentul de polarizare de intrare și tensiunea de decalare (offset) a lui A_1 sînt neglijabile în majoritatea cazurilor. Domeniul de control este limitat de viteza maximă de integrare determinată fie de viteza maximă de variație a amplificatorului operațional fie de limita vitezei de încărcare a lui C impusă de curentul de ieșire al lui A_1 .

Cînd la ieșirea lui A_1 este generată o undă triunghiulară virfurile acestei forme de undă sînt determinate de punctele de basculare ale comparatorului. Bascularea se produce cînd u_1 devine egală cu tensiunea de reacție obținută de la u_2 , care ridică intrarea neinversoare a lui A_2 la tensiunea de decalare determinată de R_0 . Ambele puncte de basculare, pozitiv și negativ, sînt influențate de controlul decalării, astfel încît acesta deviază numai punctul mediu al undei exprimat prin: $U_{med} = \frac{U_0}{K}$. Acest punct mediu este determinat de R_0 și R_1 . Precizia decalării este determinată în principal de preciziile lui R_0 , R_1 , U^+ și U^- , cu erori neglijabile datorite tensiunii de decalare de la intrare și curenților de polarizare ale lui A_2 .

La determinarea punctelor de basculare semnalul de reacție pozitivă adus prin R_1 este combinat cu U_0 . Histerezisul este stabilit prin tensiunea de polaritate alternativă adusă prin R_1 și aceasta separă cele două puncte de basculare stabilind amplitudinea semnalului triunghiular:

$$U_1 = U_z \left(\frac{1}{K} - 1 \right) \quad (2.196)$$

Amplitudinea este reglată cu ajutorul potențiometrului R_1 , acest lucru fiind exprimat prin K în relația (2.196). Precizia și stabilitatea amplitudinii sînt determinate de precizia și stabilitatea lui R_1 și U_z . Domeniul de amplitudini este limitat inferior de limitele cursei tensiunii de ieșire a lui A_1 și superior de tensiunea de decalare de intrare a comparatorului.

Deoarece amplitudinea determină variația de tensiune a integrării ea influențează în mod direct timpul de integrare și astfel frecvența semnalului generat. Ceilalți factori care determină frecvența sînt cele două viteze de integrare stabilite de constanta de

timp RC și de tensiunea de intrare $U_z - U_s$ a integratorului. În aceste condiții frecvența este dată de relația:

$$f = \frac{U_z^2 - U_s^2}{4U_1U_z} \frac{1}{RC} \quad (2.197)$$

Frecvența poate fi variată în mod continuu cu ajutorul rezistenței variabile R în condițiile în care controlul simetriei și al amplitudinii sînt menținute constante. Precizia și stabilitatea frecvenței sînt date de precizia și stabilitatea elementelor care intervin în relația (2.197). Limita superioară a frecvenței este dată de viteza maximă de integrare, care este determinată de viteza maximă de variație a amplificatorului operațional A_1 sau de limita vitezei de încărcare a lui C de la A_1 . Limita inferioară este determinată de eroarea de integrare datorită curentului de polarizare de intrare al lui A_1 .

Formarea unei unde sinusoidale plecînd de la un semnal triunghiular se poate obține prin aproximări succesive cu ajutorul unui atenuator cu praguri decalate cu diode. În fig. 2.66 este arătată schema de principiu a unui formator de unde sinusoidale. Atenuatorul este format din rezistențele R, R_1, R_2, R_3 și R_4 și diodele $D_1 - D_4$ și $D'_1 - D'_4$. Rezistențele $r_1 - r_4$ furnizează tensiunile de prag U_1, U_2, U_3 și U_4 .

În momentul inițial cînd $U_i = 0$ toate diodele sînt blocate. La aplicarea semnalului triunghiular la intrarea A acesta va fi regăsit în punctul B cu aceeași pantă pînă în momentul în care valoarea lui devine egală cu tensiunea de prag U_1 . În acel moment dioda D_1 devine conductoare și semnalul în punctul B va fi atenuat de divizorul de tensiune R, R_1 , astfel micșorîndu-se din acest punct panta de creștere a semnalului. Semnalul în punctul B va crește liniar în continuare pînă cînd valoarea lui devine egală cu tensiunea de prag U_2 . În această situație dioda D_2 devine conductoare, atenuatorul fiind format acum din rezistența R și rezistențele R_1, R_2 conectate în paralel. Astfel cînd tensiunea de intrare

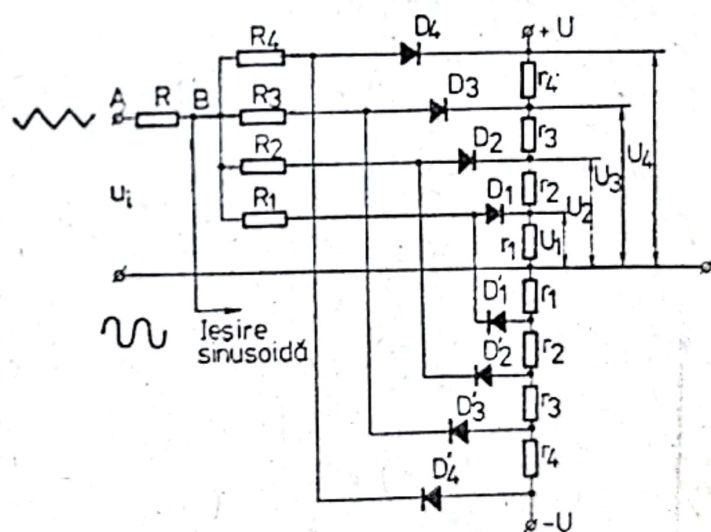


Fig. 2.66. Schema de principiu a unui formator de unde sinusoidale.

U_i crește liniar diodele D_1 la D_4 sînt aduse în mod succesiv în conducție. La fiecare nouă diodă adusă în conducție se adaugă cîte o rezistență în paralel pe atenuator, ceea ce are ca efect micșorarea pantei tensiunii în punctul B . În acest fel se va obține o succesiune de funcții liniare mergînd de la funcția triunghiulară de origine pînă la o funcție de pantă aproape nulă. Cînd tensiunea de intrare u_i descrește spre tensiuni negative încep să funcționeze diodele D'_1 la D'_4 . Divizorul de tensiune r_1 — r_4 are o valoare neglijabilă față de valorile rezistențelor R_1 , R_2 , R_3 și R_4 . Dacă diferitele funcții liniare reprezintă tangente la o sinusoidă, ansamblul lor va reconstitui această sinusoidă cu o precizie cu atît mai mare cu cît este mai mare numărul de tangente.

Abaterea față de curba dorită se definește prin ecuația [65].

$$2\varepsilon = |F(x) - f(x)| \quad (2.198)$$

unde $F(x)$ este funcția dorită și $f(x)$ este funcția care o aproximează. În fig. 2.67 sînt arătate cele două cazuri posibile cînd $f(x)$ este o linie dreaptă tangentă în punctul $x=a$.

Dezvoltarea în serie Taylor a funcției $F(x)$ în jurul punctului $x=a$ este:

$$F\left(a + \frac{\Delta x}{2}\right) = F(a) + \frac{1}{1!} \left(\frac{\Delta x}{2}\right) F'(a) + \frac{1}{2!} \left(\frac{\Delta x}{2}\right)^2 F''(a) + \dots + \frac{1}{n!} \left(\frac{\Delta x}{2}\right)^n F^{(n)}(a) \quad (2.199)$$

Relația (2.198) poate fi scrisă:

$$2\varepsilon = F\left(a + \frac{\Delta x}{2}\right) - F(a) - \frac{1}{1!} \left(\frac{\Delta x}{2}\right) F'(a) \quad (2.200)$$

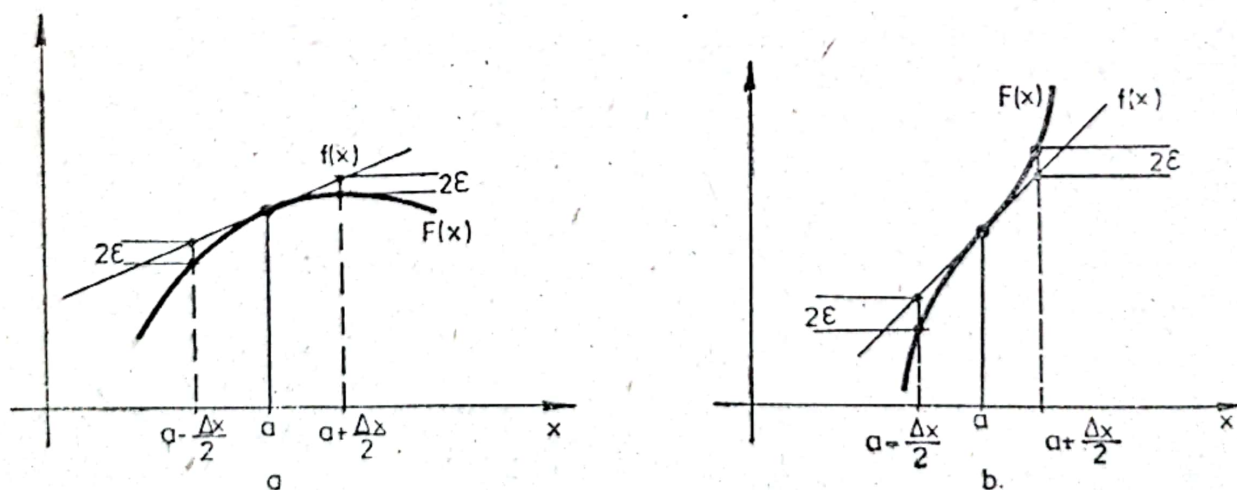


Fig. 2.67.

- a) Tangentă la o curbă concavă.
b) Tangentă la o curbă cu punct de inflexiune.

Dreapta OT are ca ecuație $y=x$ și prin urmare $TM=OM=\frac{\pi}{2}=1,57$. Amplitudinea sinusoidei $MS=1$. Dacă MT reprezintă amplitudinea semnalului triunghiular atunci raportul dintre această amplitudine și amplitudinea semnalului sinusoidal este egal cu 1,57. De exemplu dacă semnalul aplicat la intrare în punctul A (fig. 2.66) are o amplitudine de 5 V, în punctul B va rezulta o amplitudine de 3,18 V.

Primul punct de frîngere este determinat de tangenta în origine OT la distanța $\frac{\Delta x}{2}$ față de origine obținută pentru o eroare 2ϵ cu relația (2.204) în care $F'''(O)=\cos 0=1$, adică:

$$\Delta x_1 = \sqrt[3]{48\epsilon} \quad (2.205)$$

Celelalte puncte de frîngere pot fi calculate cu relația (2.203) în care $F''(a)=-\sin a$, adică:

$$\Delta x = \sqrt{\frac{16\epsilon}{\sin a}} \quad (2.206)$$

și

$$a_1 = a - \frac{\Delta x}{2} \quad (2.207)$$

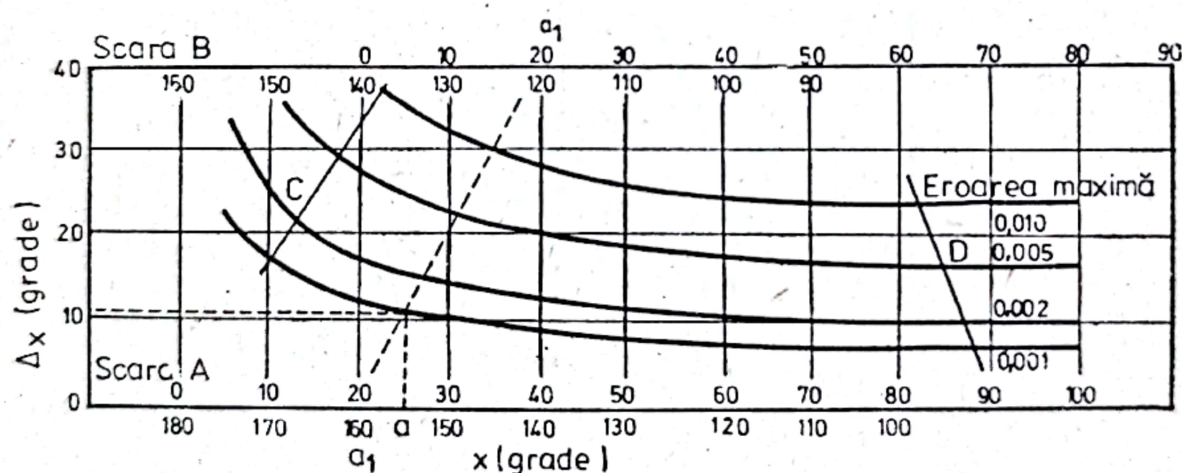


Fig. 2.69. Nomogramă pentru determinarea intervalelor Δx pentru o eroare dată.

unde a_1 este valoarea în radiani a variabilei x obținută din relația (2.205) sau $a_1 = \frac{\Delta x_1}{2}$. Pe baza acestor relații a fost construită nomograma din fig. 2.69. Din această nomogramă se poate determina intervalul Δx pentru a_1 și ϵ dat. De exemplu, dacă punctul de frîngere anterior este $a_1=20^\circ$ și $\epsilon=0,001$, prin unirea celor două puncte

de 20° de pe scalele A și B se obține la punctul de intersecție cu curba $\epsilon=0,001$ valoarea intervalului $\Delta x=11,2^\circ$ și valoarea în grade a punctului de tangență $a=25,6^\circ$. Deci următorul punct de frângere este $a_2=a_1+\Delta x=31,2^\circ$. Liniile C și D reprezintă limitele nomogramei. Tensiunile U_1, U_2, U_3 și U_4 se pot calcula pentru punctele corespunzătoare de frângere a_1, a_2, a_3 și a_4 cu ajutorul relației:

$$U_u = \frac{U_i}{1,57} \sin a_n - U_d \quad (2.208)$$

$$n=1 \dots\dots 4$$

unde U_i este amplitudinea semnalului triunghiular aplicat la intrarea A ($U_i=MT$, fig. 2.68) și U_d este căderea de tensiune pe diodă în stare de conducție.

Ecuția tangentei t t' în punctul a la sinusoidă este dată de relația:

$$y = \sin a - a \cos a + x \cos a \quad (2.209)$$

Calculînd panta acestei tangente $\cos a$ pentru valorile lui a corespunzătoare intervalelor $a_1-a_2, a_2-a_3, a_3-a_4$ și a_4-a_5 se pot determina valorile rezistențelor R_1, R_2, R_3 și R_4 din următorul sistem de ecuații:

$$\begin{aligned} \frac{1}{\cos a_{12}} &= \frac{R}{R_1} + 1 \\ \frac{1}{\cos a_{23}} &= R \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) + 1 \\ \frac{1}{\cos a_{34}} &= R \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \right) + 1 \\ \frac{1}{\cos a_{45}} &= R \left(\frac{2}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} \right) + 1 \end{aligned} \quad (2.210)$$

În practică se alege pentru R o valoare egală sau mai mare de $10 \text{ K}\Omega$.

Pentru a nu introduce distorsiuni suplimentare semnalului sinusoidal obținut este necesar ca între punctul B și sarcină să se intercaleze un etaj separator cu impedanță de intrare mare. Rețeaua cu diode polarizate poate fi asociată unui amplificator operațional ca în fig. 2.70.

În prezent un generator de funcții poate fi realizat sub forma unui singur circuit integrat, care conține toate etajele analizate anterior. În fig. 2.71 este arătată schema bloc a unui generator de funcții integrat. În general, aceasta poate să conțină un etaj

oscilator care generează semnale dreptunghiulare și triunghiulare, un etaj formator de unde sinusoidale, un etaj modulator și un etaj amplificator de putere și separator de ieșire. De obicei oscilatorul este un multivibrator cuplat în emitor ce poate să genereze unde

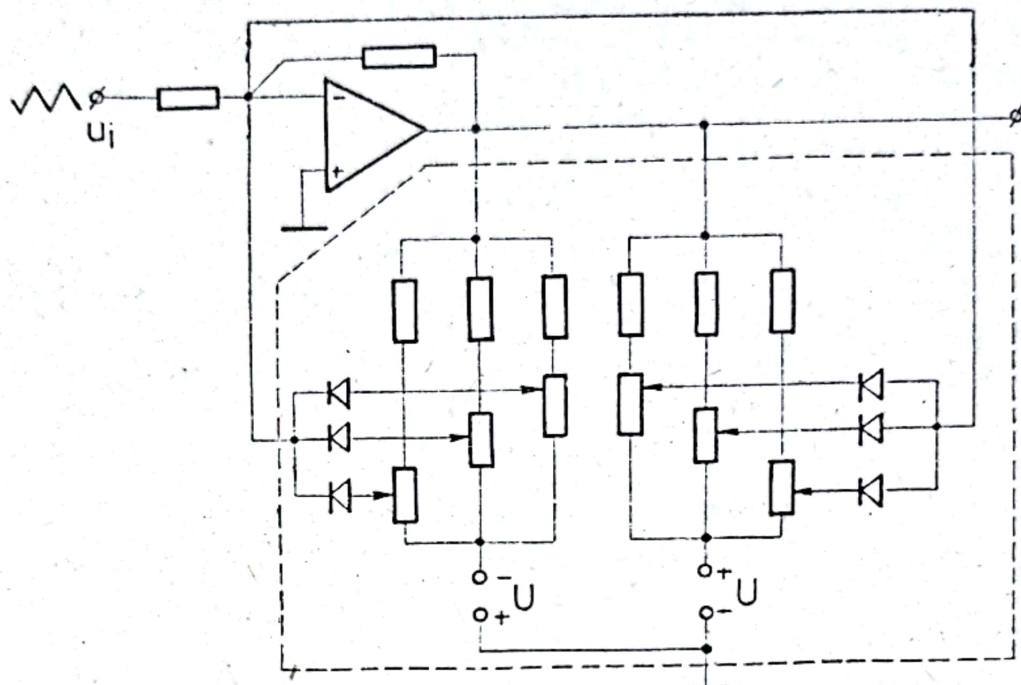


Fig. 2.70. Formator de unde sinusoidale obținut prin asocierea unei rețele cu diode polarizate la un amplificator operațional.

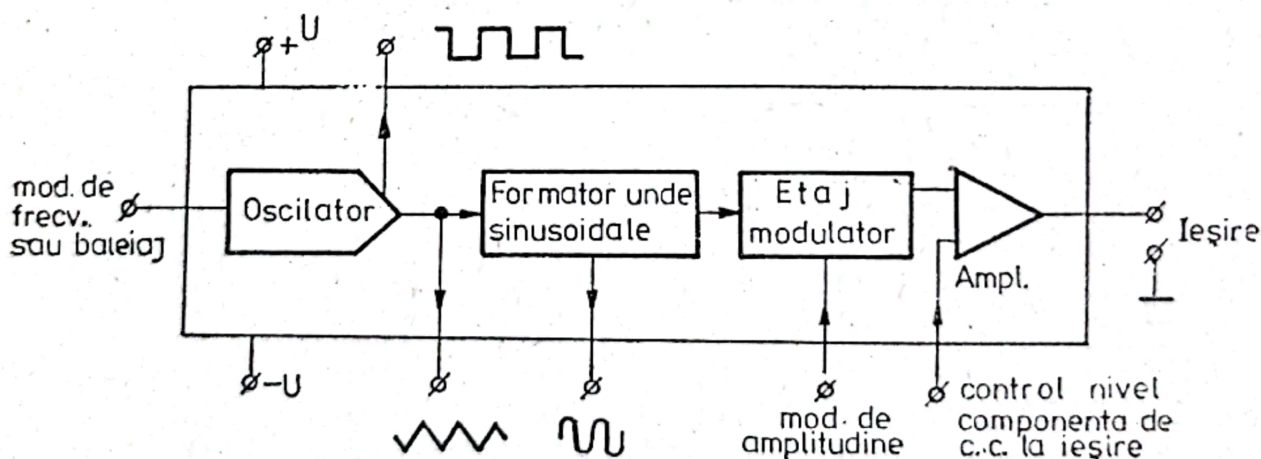


Fig. 2.71. Schema bloc a unui generator de funcții integrat.

dreptunghiulare, triunghiulare și rampe lineare. Schema simplificată a acestui generator este prezentată în fig. 2.72. Circuitul lucrează în modul următor: la orice moment dat fie T_1 și D_1 fie T_2 și D_2 sînt în conducție astfel încît condensatorul C este încărcat și

descărcat în mod alternativ la un curent constant I_1 . Între bornele 1 și 2 se obține o undă dreptunghiulară simetrică $U_0(t)$ a cărei amplitudine este egală cu tensiunea bază-emitor U_{BE} . Tensiunea $U_A(t)$ este nulă când tranzistorul T_1 este în stare de conducție și devine o rampă lineară cu o pantă egală cu $-\frac{I_1}{C_0}$ când T_1 este blocat. În mod similar se obține rampa lineară $U_B(t)$. Ambele rampe au amplitudinea egală cu U_{BE} .

Frecvența de oscilație f_0 poate fi determinată cu relația:

$$f_0 = \frac{I_1}{4U_{BE}C_0} \quad (2.211)$$

Frecvența poate fi reglată prin modificarea curentului de încărcare I_1 cu ajutorul tensiunii de comandă U_c . Dacă tensiunile $U_A(t)$ și $U_B(t)$ se aplică la intrarea unui amplificator diferențial, la ieșirea lui se obține o undă triunghiulară. Simetria undei dreptunghiulare și triunghiulare poate fi modificată prin modificarea uneia din cele două surse de curent I_1 . Astfel se obține o asimetrie a semnalului

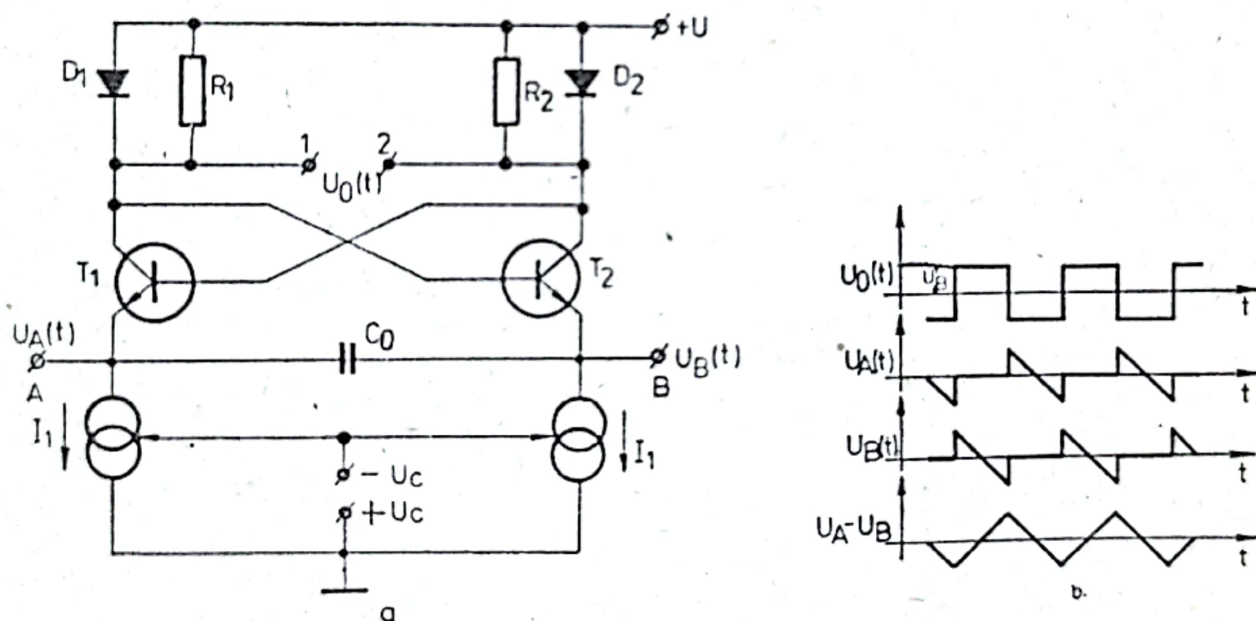


Fig. 2.72. Schema de principiu a unui generator de unde dreptunghiulare, triunghiulare și rampe lineare.

pe o perioadă egală cu $50 \frac{I_1}{I_2} \%$. În acest mod semnalele dreptunghiulare și triunghiulare pot fi transformate în impulsuri dreptunghiulare și dinți de fierăstrău.

Formatorul de unde sinusoidale cu diode este greu de realizat la generatoarele integrate deoarece acesta necesită un control ri-

guros al valorilor rezistențelor și caracteristicilor diodelor. Un circuit mai simplu și mai practic de formator de unde sinusoidale utilizează caracteristicile de „blocare gradată” ale unui etaj de amplificare diferențial ca în fig. 2.73. Reducerea valorii rezistenței de

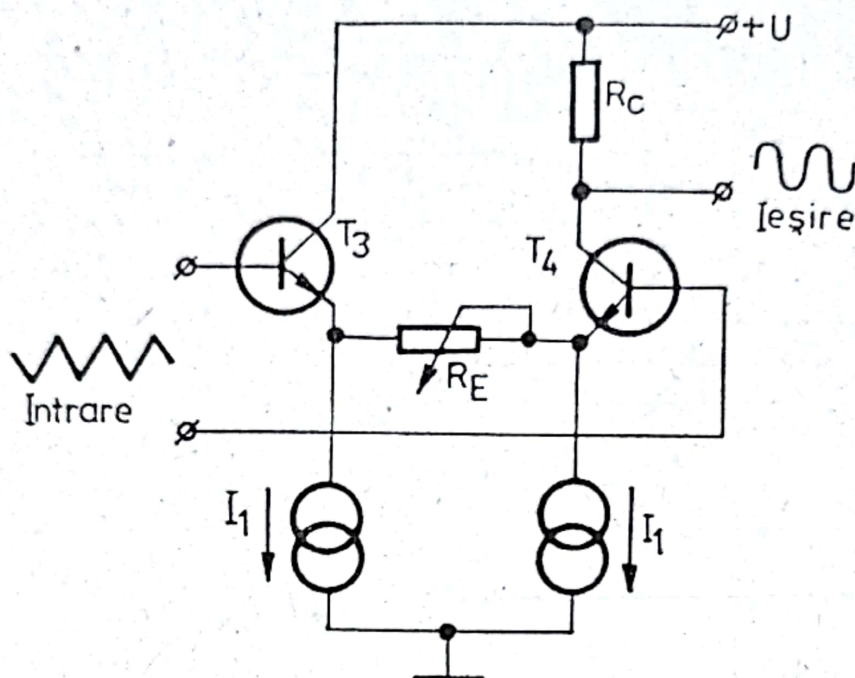


Fig. 2.73. Formator de unde sinusoidale realizat cu un etaj de amplificare diferențial.

emitor R_E permite ca fie tranzistorul T_3 fie T_4 să fie adus în apropierea punctului său de blocare când unda triunghiulară atinge valorile de vîrf. În apropierea punctului de blocare caracteristicile de transfer ale circuitului devin logaritmice rotunjind astfel vîrfurile undei triunghiulare. Cu acest circuit se pot obține unde sinusoidale cu distorsiuni, mai mici de 0,50% numai cu ajutorul unui singur element de ajustare (R_E).

Generatorul de funcții XR-205(Exar) utilizează schemele de generator de unde dreptunghiulare și triunghiulare și formator de unde sinusoidale descrise în fig. 2.72 și 2.73. Acest generator necesită circuitele exterioare arătate în fig. 2.74. Frecvența este determinată de valoarea condensatorului exterior C_0 și este dată de relația:

$$f_0 \approx \frac{200}{C_0} \text{ [Hz]} \quad (2.212)$$

unde C_0 [μF]. Când întrerupătorul exterior S_1 este închis semnalul de ieșire triunghiular este transformat în semnal sinusoidal. Prin

acționarea potențiometrului exterior R_E se poate obține o undă sinusoidală cu distorsiuni minime. Acest generator poate fi modulat în amplitudine sau frecvență și are o bandă de frecvență de pînă la 4 MHz. El necesită o singură sursă de alimentare U de $(8 \div 26)$ V

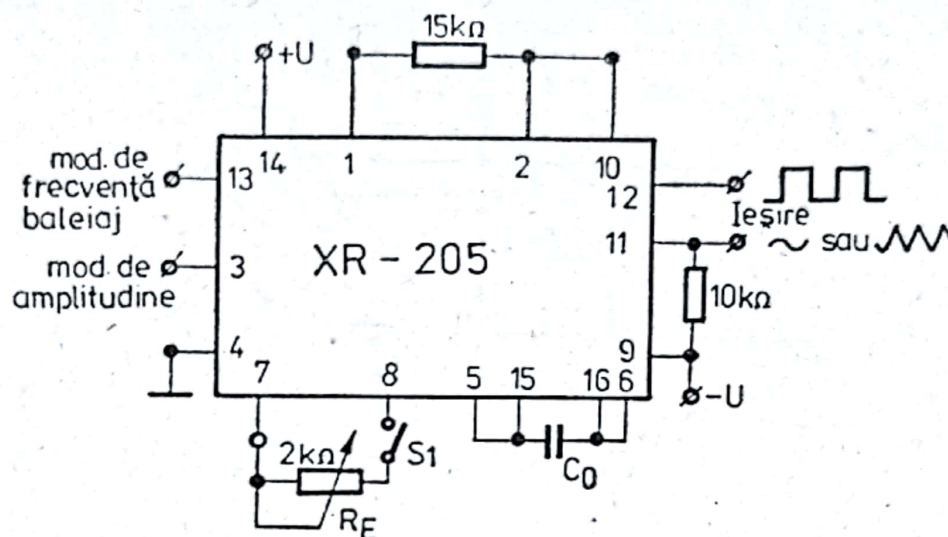


Fig. 2.74. Schema de utilizare a generatorului de funcții XR-205.

și are o derivă a frecvenței cu această tensiune de $0,5\%/V$. Asimetria semnalelor de ieșire poate fi reglată în domeniul $(10 \div 90)\%$. Amplitudinea semnalului triunghiular este de $1,25$ V și a celui sinusoidal de $1,5$ V la o tensiune de alimentare U de 12 V. Nelinearitatea semnalului triunghiular este de 1% . Impedanță de ieșire între bornele 11 și 9 este de 50Ω . Totuși generatorul are următoarele limitări: distorsiuni ale undei sinusoidale de minimum $2,5\%$, un domeniu de baleiere a frecvenței destul de îngust de $7:1$ și o proastă stabilitate cu temperatura de ± 300 ppm/ $^{\circ}C$.

Un generator de funcții integrat cu performanțe superioare este I-8038 (Intersil). Schema de utilizare a acestuia este prezentată în fig. 2.75. Frecvența de oscilație și asimetria semnalelor de ieșire sînt determinate de valorile elementelor R_A , R_B și C . Panta crescătoare a semnalului triunghiular și durata nivelului inferior a celui dreptunghiular sînt date de:

$$t_1 = \frac{5}{3} R_A C \quad (2.213)$$

iar partea descrescătoare și durata nivelului superior sînt date de:

$$t_2 = \frac{5}{3} \left(\frac{R_A R_B C}{2R_A - R_B} \right) \quad (2.214)$$

Frecvența de oscilație este:

$$f = \frac{1}{l_1 + l_2} \quad (2.215)$$

În cazul particular cînd $R_A = R_B = R$ se obține:

$$f = \frac{0,3}{RC} \quad (2.216)$$

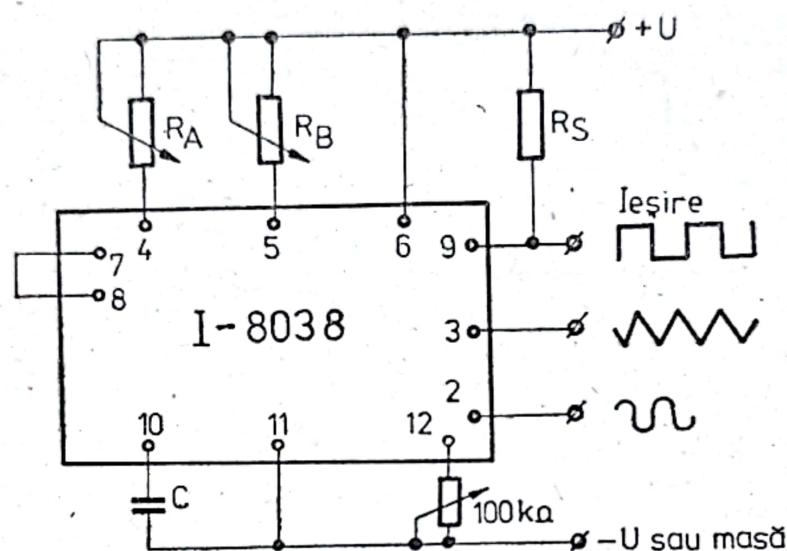


Fig. 2.75. Schema de utilizare a generatorului de funcții I-8038.

și ar trebui să se obțină un semnal perfect simetric. În realitate datorită asimetriilor inevitabile ale circuitului integrat este necesar să se aleagă R_A și R_B destul de diferite și dacă $R = \frac{R_A + R_B}{2}$ frecvența devine:

$$f = \frac{0,15}{RC} \quad (2.217)$$

Această relație este valabilă pentru circuitul din fig. 2.76 în care frecvența și asimetria semnalului pot fi reglate separat. Frecvența este reglată cu ajutorul potențiometrului R , iar asimetria cu potențiometrul P . Pentru obținerea unui semnal simetric este necesar ca valoarea potențiometrului P să fie aproximativ egală cu $1/50$ din valoarea minimă a lui R . Frecvența minimă se obține pentru $R = 1 \text{ M}\Omega$ și este egală cu $0,001 \text{ Hz}$, iar cea maximă pentru $R = 500 \text{ }\Omega$, ea fiind egală cu 1 MHz . Valoarea minimă a rezistenței R_s este de $4,7 \text{ K}\Omega$.

În cazul acestui circuit integrat formatorul de unde sinusoidale este realizat cu un atenuator cu praguri decalate cu tranzistoare cu 8 puncte de frîngere. Distorsiunile undei sinusoidale pot fi micșorate prin reglarea potențiometrului de $100\text{ K}\Omega$ conectat la borna 12 (fig. 2.75). Cu ajutorul celor două potențiometre de $100\text{ K}\Omega$ (fig. 2.76) conectate la bornele 1 și 12 se poate obține o reducere a distorsiunilor de pînă la $0,5\%$.

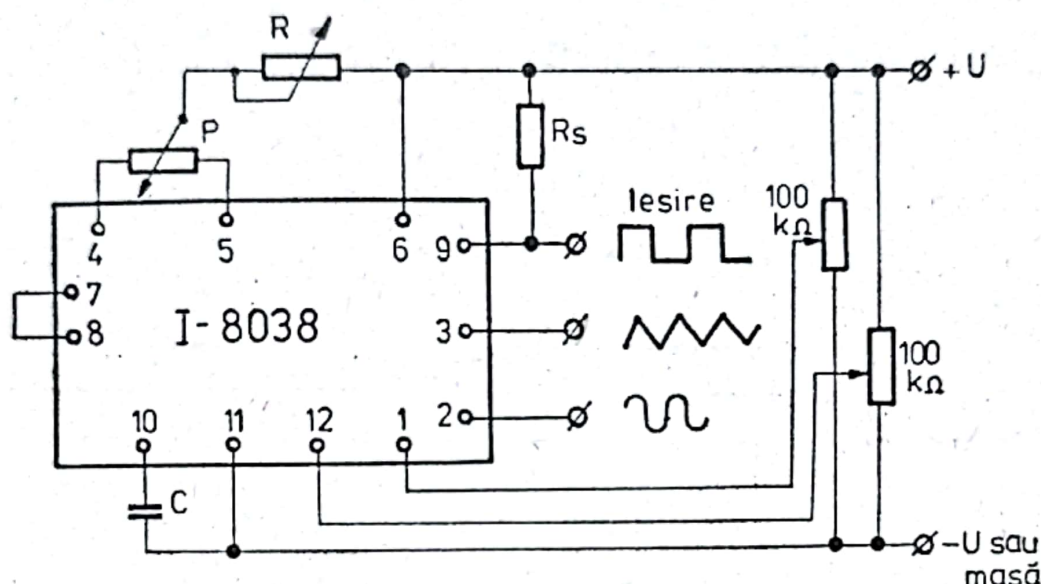


Fig. 2.76. Schema de utilizare a generatorului I-8038 cu reglaj separat al frecvenței și asimetriei semnalului.

Dacă se variază frecvența cu ajutorul potențiometrului R într-un domeniu larg de frecvențe de 1 la 10 se constată o mărire importantă a asimetriei undei triunghiulare, care duce la o creștere a distorsiunilor undei sinusoidale de pînă la 5% . Frecvența mai poate fi variată fie cu ajutorul unei tensiuni continue reglată manual fie cu ajutorul unei tensiuni rampă aplicate la borna 8. Astfel se obține o variație lineară a frecvenței cu tensiunea de comandă însă într-un raport destul de mic de frecvențe de la 1 la 1,8 pentru a avea distorsiuni minime.

Acest generator integrat necesită o singură sursă de alimentare $U=(10\div30)\text{V}$ și are o derivă a frecvenței cu tensiunea U de $0,05\%/V$. Asimetria semnalului de ieșire poate fi reglată în domeniul $(2\div98)\%$. Amplitudinea semnalului dreptunghiular este $0,9 U$; pentru cel triunghiular $0,23 U$ și cel sinusoidal $0,2 U$, în cazul în care $R_s=100\text{ K}\Omega$. Deriva de frecvență cu temperatura este de maximum $50\text{ ppm}/^\circ\text{C}$.

3. OSCILATOARE DE RADIOFRECVENȚĂ

3.1. Circuitul oscilant derivație

Un asemenea circuit poate fi realizat prin legarea în paralel a unei bobine de inductanță L cu un condensator de capacitate C (fig. 3.1).

În circuitul din fig. 3.1. s-a notat cu R rezistența de pierderi a bobinei, rezistența de pierderi a condensatorului C fiind neglijabilă față de R . Curentul I_C este decalat înaintea tensiunii U , iar curentul I_L este decalat în urma tensiunii. Când frecvența tensiunii aplicate variază, amplitudinea acestei tensiuni fiind menținută

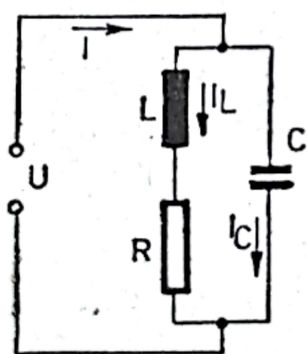


Fig. 3.1. Circuitul oscilant derivație.

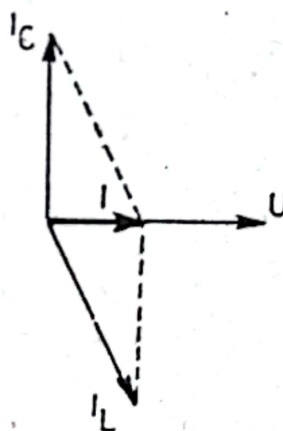


Fig. 3.2. Diagrama vectorială a circuitului oscilant derivație.

constantă, valorile curenților I_L și I_C se modifică. La o anumită frecvență numită și frecvență de rezonanță, curentul total I , care reprezintă suma celor doi curenți, ajunge în fază cu tensiunea aplicată U , circuitul comportându-se ca o rezistență pură (fig. 3.2).

Impedanța circuitului oscilant derivație din fig. 3.1 poate fi scrisă sub forma:

$$Z = \frac{(R + j\omega L) \frac{1}{j\omega C}}{R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C}} \quad (3.1)$$

unde $\omega = 2\pi f$.

Separînd partea reală de cea imaginară a acestei relații și anulînd partea imaginară se obține următoarea expresie pentru frecvența de rezonanță a circuitului:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \sqrt{1 - R^2 \frac{C}{L}} \quad (3.2)$$

Deoarece în practică valoarea rezistenței R este mult mai mică decît valoarea reactanței L , frecvența de rezonanță a circuitului devine:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (3.3)$$

Frecvența de rezonanță poate fi calculată cu ajutorul nomogra-mei din fig. 3.3.

Această nomogramă se folosește în felul următor: pe scara C se fixează valoarea capacității, iar pe scara L valoarea inductanței. Dreapta care unește aceste puncte intersectează scara f_0 în punctul corespunzător frecvenței de rezonanță. Pe aceeași scară poate fi citită și lungimea de undă λ_0 .

De exemplu, dacă $L = 100 \mu\text{H}$ și $C = 100 \text{ pF}$, va rezulta $f_0 = 1,6 \text{ MHz}$. Impedanța circuitului derivație la frecvența de rezonanță este dată de relația:

$$Z_0 = \frac{L}{CR} = Q\omega_0 L \quad (3.4)$$

unde:

$$Q = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{1}{\omega_0 CR} \quad (3.5)$$

este factorul de calitate al circuitului la frecvența de rezonanță f_0 .

În jurul frecvenței de rezonanță modulul și argumentul impedenței circuitului derivație pot fi scrise sub forma:

$$\left| \frac{Z}{Z_0} \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + Q^2 \left(\frac{\Delta f}{f_0} \right)^2}} \quad (3.6)$$

$$\text{tg } \varphi = Q \left(\frac{\Delta f}{f_0} \right) \quad (3.7)$$

unde $\Delta f = f_2 - f_1$.

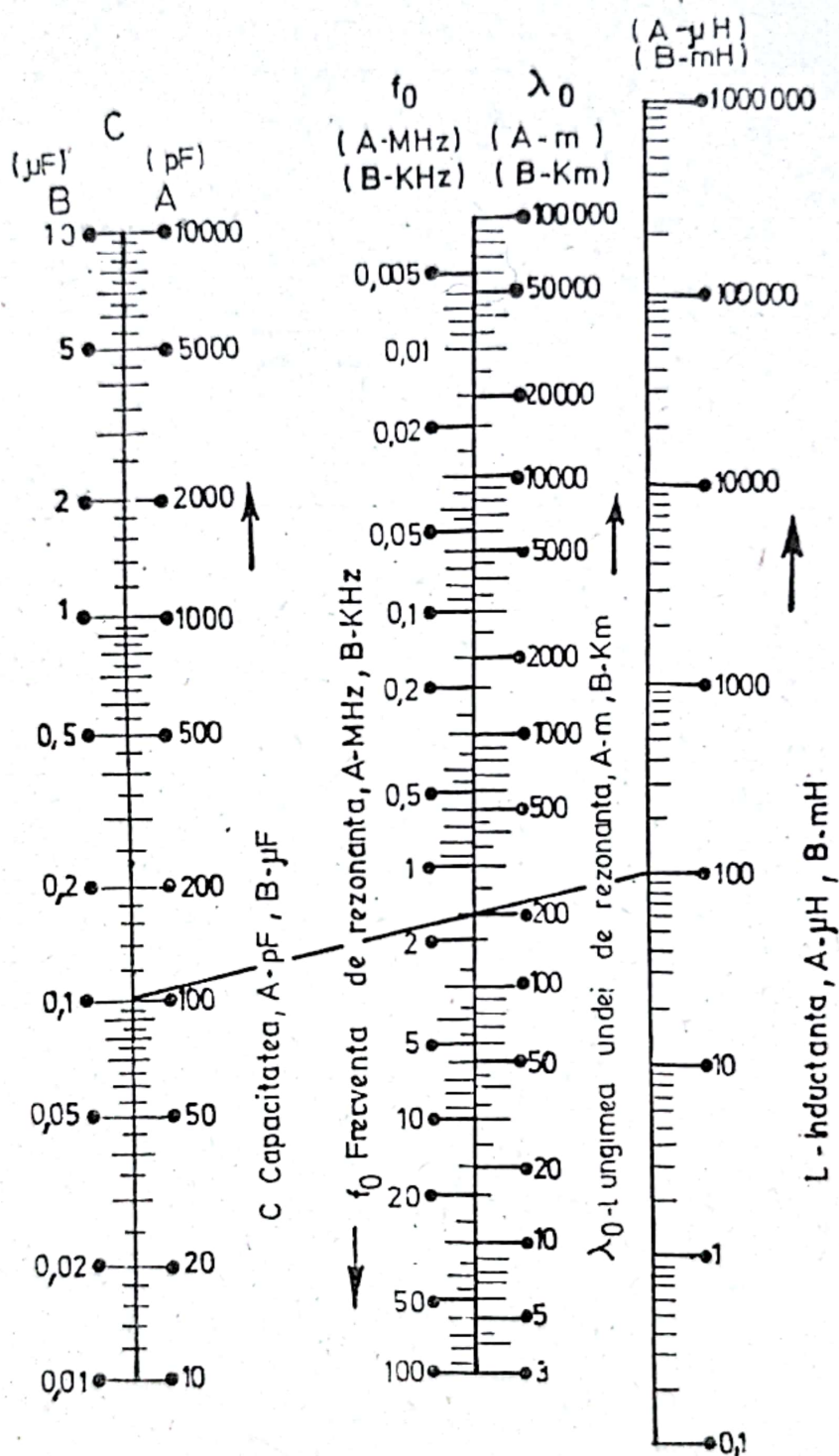


Fig. 3.3. Nomogramă pentru calculul frecvenței de rezonanță.

Variația cu frecvența a acestor relații este arătată în fig. 3.4. *a* și *b*, ele reprezentând curba de selectivitate a circuitului și respectiv curba fazei lui.

Dacă se alimentează circuitul derivației de la un generator de curent constant, de rezistență internă R_g foarte mare (fig. 3.5), ten-

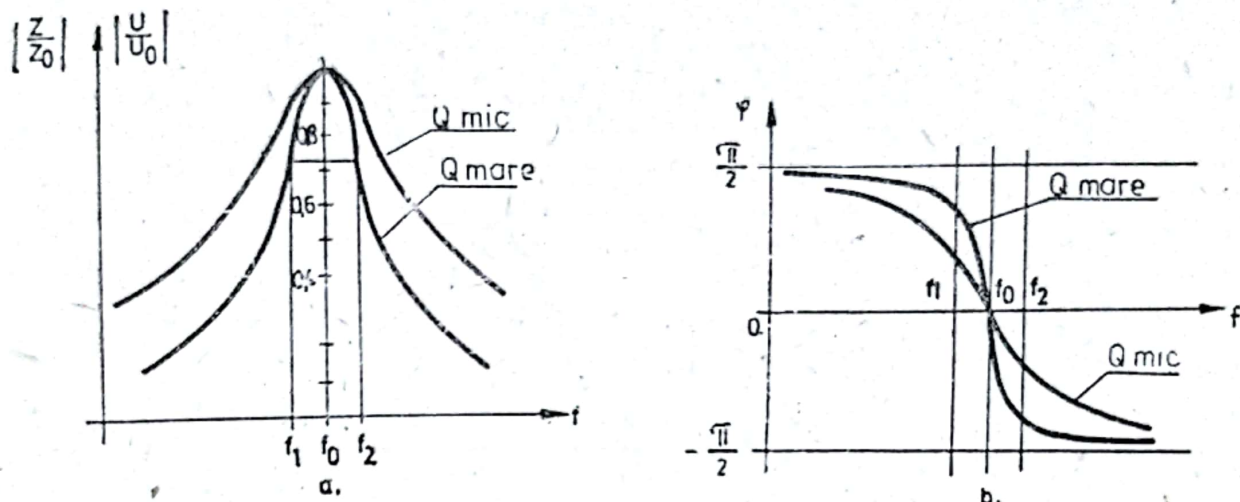


Fig. 3.4. Variația impedanței în funcție de frecvență:
a — variația modului; *b* — variația argumentului.

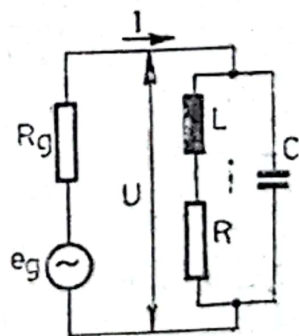
siunea U la bornele lui va avea aceeași formă de variație în jurul frecvenței de rezonanță f_0 ca și impedanța Z a circuitului, deoarece:

$$U = ZI \quad (3.8)$$

sau

$$\left| \frac{U}{U_0} \right| = \left| \frac{Z}{Z_0} \right| \quad (3.9)$$

Fig. 3.5. Alimentarea circuitului derivației de la un generator de curent constant.



iar defazajul dintre tensiunea U și curentul I este faza φ a circuitului derivație (rel. 3.7).

Banda de trecere a circuitului derivație se definește ca diferența dintre frecvențele la care raportul $\left| \frac{U}{U_0} \right| = \frac{1}{2} = 0,707$. În acest caz se

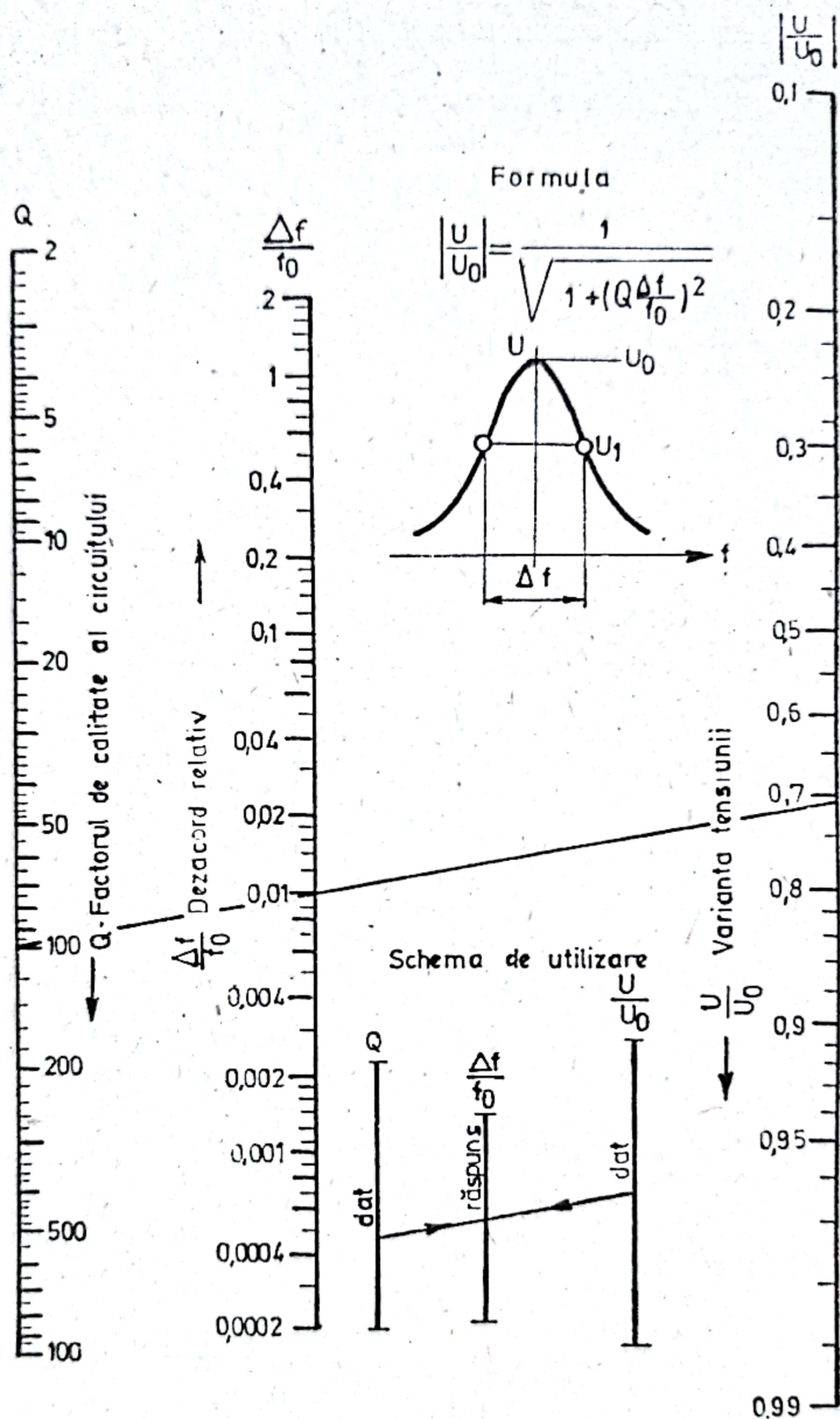


Fig. 3.6. Nomogramă pentru calculul benzii de trecere a unui circuit derivație.

va obține următoarea relație între banda de trecere și factorul de calitate al circuitului la frecvența de rezonanță:

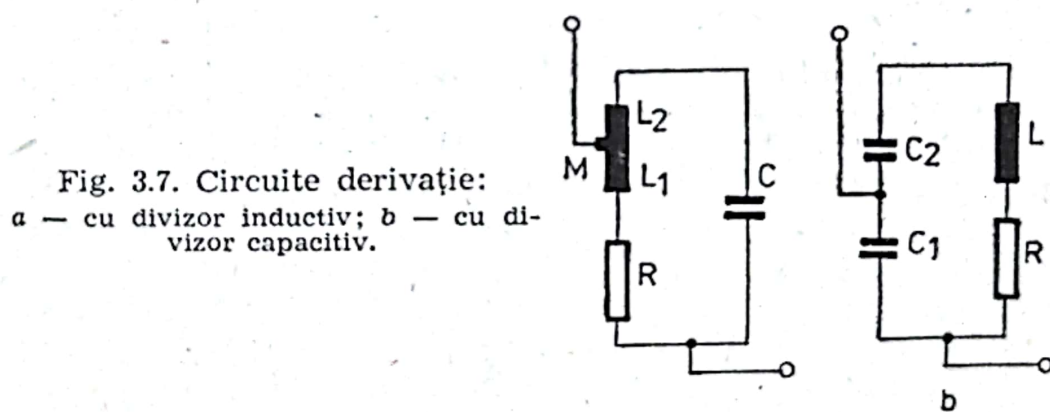
$$\Delta f = \frac{f_0}{Q} \quad (3.10)$$

Rezultă că banda de trecere a unui circuit derivație este cu atât mai mică (circuitul este cu atât mai selectiv), cu cât factorul de calitate este mai mare. Un calcul rapid al benzii de trecere a unui circuit oscilant derivație poate fi efectuat cu ajutorul nomogramei din fig. 3.6.

Această nomogramă se utilizează astfel: pe scara Q se fixează valoarea factorului de calitate, iar pe scara $\left| \frac{U}{U_0} \right|$ raportul tensiunilor. Dreapta care unește aceste puncte intersectează scara $\frac{\Delta f}{f_0}$ în punctul corespunzător dezacordului relativ.

De exemplu, pentru $Q=100$ și $\left| \frac{U}{U_0} \right| = \frac{1}{\sqrt{2}} = 0,707$, rezultă $\frac{\Delta f}{f_0} = 0,01$ sau $\Delta f = 0,01 f_0$.

Alte forme de realizare a circuitului oscilant derivație sînt arătate în fig. 3.7 a și fig. 3.7. b în care un braț al circuitului oscilant este format dintr-o inductanță în serie cu un condensator.



Frecvența de rezonanță a circuitului derivație cu priză din fig. 3.7 a este dată de relația:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_0 C}} \quad (3.11)$$

unde:

$$L_0 = L_1 + L_2 + 2M \quad (3.12)$$

și M este inductanța mutuală între L_1 și L_2 .

Pentru circuitul din fig. 3.7. *b*, frecvența de rezonanță se poate scrie:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_0}} \quad (3.13)$$

unde:

$$C_0 = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \quad (3.14)$$

În practică se pot realiza deobicei circuite oscilante cu un factor de calitate în jur de 100, el putînd ajunge pînă la valori de ordinul 200—500 în cazul utilizării miezurilor de ferite.

3.2. Principiul de funcționare al unui oscilator LC

Se consideră un circuit electric format dintr-un condensator C , o bobină de inductanță L și rezistență R , ce poate fi alimentat de la o sursă de tensiune continuă U , după cum se arată în fig. 3.8.

Cînd comutatorul K se află în poziția 1, condensatorul C se încarcă pînă cînd tensiunea la bornele sale devine egală cu tensiunea U a sursei. În acest timp în condensator s-a înmagazinat o energie electrică maximă:

$$W_c = \frac{CU^2}{2} \quad (3.15)$$

Dacă se trece acum comutatorul în poziția 2, condensatorul C se descarcă pe circuitul format din inductanța L și rezistența R , provocînd apariția unui curent prin acest circuit. Energia W_c trece în bobină și se transformă în energie magnetică maximă W_L , care este dată de relația:

$$W_L = \frac{LI^2}{2} \quad (3.16)$$

Datorită rezistenței R , transferul de energie nu se efectuează fără pierderi și pe această rezistență se pierde energia:

$$W_R = RI^2t \quad (3.17)$$

Condensatorul C , care este acum descărcat, se reîncarcă (cu o polaritate inversă) din energia W_L a bobinei pînă cînd toată această energie este transferată din nou în condensator. Transferul de energie dintre condensator și bobină se repetă pînă cînd toată energia inițială a condensatorului se pierde pe rezistența R . Acest proces

oscilant de descărcare și încărcare al condensatorului (fig. 3.9) este posibil cînd este îndeplinită relația:

$$R < 2\sqrt{\frac{L}{C}} \quad (3.18)$$

Frecvența oscilațiilor este dată de relația:

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}} \quad (3.19)$$

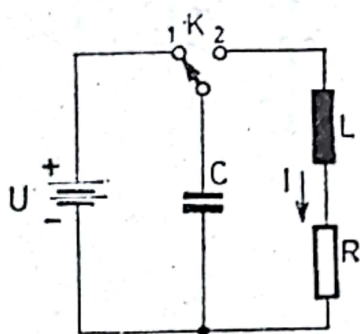


Fig. 3.8. Circuit pentru obținerea de oscilații electrice.

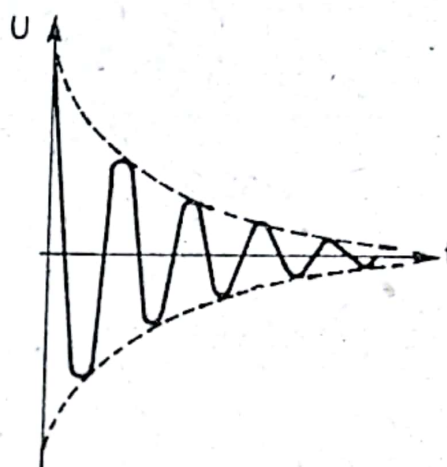


Fig. 3.9. Oscilații electrice amortizate.

Aceste oscilații sînt amortizate datorită pierderilor de energie în rezistența R a bobinei. Pentru obținerea unor oscilații de amplitudine constantă într-un asemenea circuit există două posibilități:

- introducerea în circuit a unei cantități de energie egală cu cea pierdută în rezistența R ;
- anularea rezistenței R prin introducerea în circuit a unei rezistențe negative.

Pe baza acestor considerente, oscilatoarele cu circuite LC pot fi împărțite în două mari categorii:

- oscilatoare cu reacție;
- oscilatoare cu rezistență negativă.

Oscilatoarele care se bazează pe introducerea în circuitul oscilant a unei cantități de energie egală cu cea pierdută în acesta se numesc oscilatoare cu reacție.

Schema bloc a unui asemenea oscilator este identică cu cea din fig. 1.9, în acest caz rețeaua de reacție β fiind formată din elemente L și C .

Oscilatoarele bazate pe anularea rezistenței de pierderi R a circuitului LC prin introducerea în circuit a unei rezistențe negative se numesc oscilatoare cu rezistență negativă. Un element de circuit prezintă la bornele sale o rezistență negativă dacă la o creș-

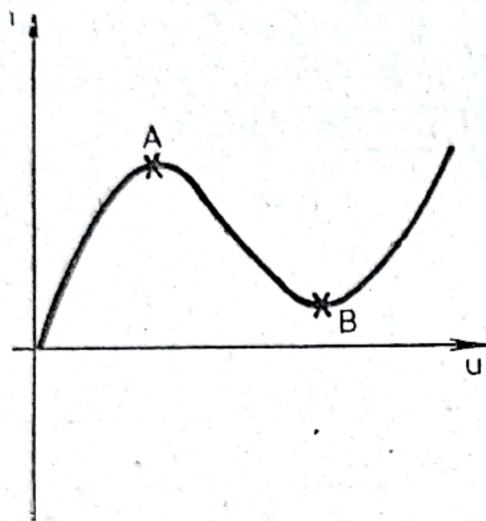


Fig. 3.10. Caracteristică de tip N.

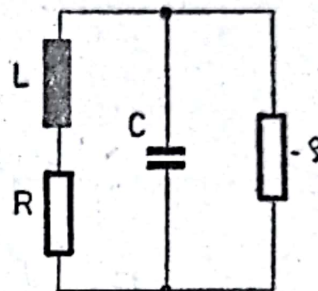


Fig. 3.11. Schema de principiu a unui oscilator cu rezistență negativă.

tere pozitivă a tensiunii rezultă o scădere a curentului prin el. Caracteristica $i=f(u)$ a unui asemenea element este reprezentată în fig. 3.10 și este denumită caracteristică de tip N.

Pe porțiunea dintre punctele A și B ale caracteristicii se obține o rezistență negativă de valoare mare.

Schema de principiu a unui oscilator cu rezistență negativă este arătată în fig. 3.11 unde s-a notat cu ρ rezistența negativă.

Impedanța derivație a circuitului oscilant este dată de relația:

$$R_d = \frac{L}{CR} \quad (3.20)$$

unde R reprezintă rezistența de pierderi conectată în serie cu inductanța L . Când rezistența negativă este egală cu rezistența derivație, rezistența totală derivație devine infinită, deci pierderile în circuit devin egale cu zero. Oscilatorul va genera oscilații de amplitudine constantă, condiția de oscilație fiind dată de relația:

$$\rho \leq \frac{L}{CR} \quad (3.21)$$

Frecvența oscilațiilor generate este în acest caz egală cu frecvența de rezonanță a circuitului oscilant.

3.3. Oscilaatoare LC cu reacție

3.3.1. Oscilaatoare LC în montaj emitor comun sau sursă comună și în montaj colector comun sau drenă comună

În general la calculul acestor oscilaatoare se utilizează parametrii hibrizi h ai tranzistoarelor măsurați la înaltă frecvență. Acești parametri trebuie să fie măsurați experimental deoarece în cataloage sînt date valorile lor numai la joasă frecvență (1 KHz). De obicei în calcul este utilizată numai partea reală a acestor parametri neglijîndu-se influența factorilor reactivi. De aceea se va utiliza o metodă de calcul originală elaborată de ing. George Băjeu [71], [72] ce utilizează parametrii admitanță y ai tranzistoarelor, ale căror valori complexe la înaltă frecvență sînt date cel mai frecvent în cataloagele cu tranzistoare. Această metodă va fi aplicată atît la calculul oscilaatoarelor cu tranzistoare bipolare cît și la cel al oscilaatoarelor cu tranzistoare cu efect de cîmp.

Se vor stabili condițiile în care parametrii tranzistorului au o influență neglijabilă asupra frecvenței de oscilație, astfel încît aceasta să fie determinată numai de elementele L și C ale circuitului derivație.

Schema de principiu a unui oscilator LC în montaj emitor comun este arătată în fig. 3.12.

Circuitul de reacție este reprezentat de o rețea în π compusă din impedanțele Z_1 , Z_2 și Z_3 . S-a considerat că între impedanțele Z_{1L} și Z_{2L} există un cuplaj mutual M .

Dacă se înlocuiește tranzistorul cu circuitul său echivalent în montaj emitor comun și impedanțele circuitului de reacție cu admitanțele corespunzătoare se obține circuitul din fig. 3.13.

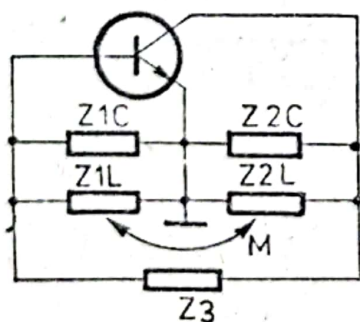


Fig. 3.12. Schema de principiu a unui oscilator LC în montaj emitor comun.

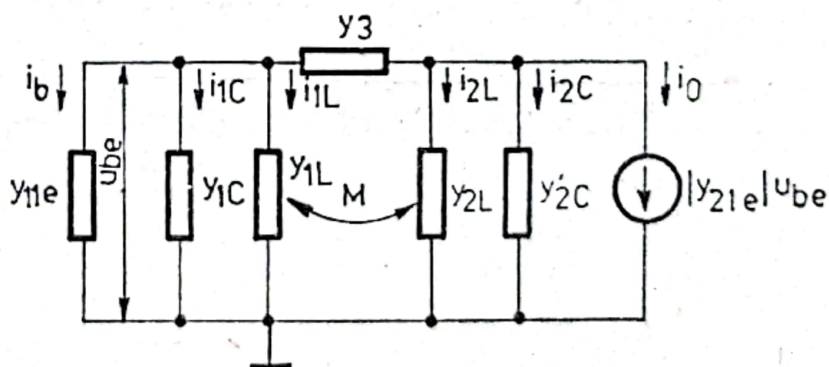


Fig. 3.13. Circuitul echivalent al oscilatorului LC în montaj emitor comun.

S-a considerat neglijabilă reacția internă a tranzistorului, iar admitanța lui de ieșire y_{22e} a fost înglobată în admitanța $y'_{2C} = y_{2C} + y_{22e}$. În circuit este utilizat modulul admitanței de transfer direct deoarece s-a presupus că tranzistorul lucrează la o frecvență la care $\cos \varphi_{21e}$ este apropiat de unitate ($f \leq \frac{f_T}{10}$).

Aplicînd acestui circuit legile lui Kirchoff se obține următorul sistem de ecuații:

$$\begin{aligned} i_b + i_{1C} + i_{1L} + i_{2L} + i_{2C} + i_0 &= 0 \\ \frac{i_{1L}}{y_{1L}} - \frac{i_{2L}}{y_M} &= \frac{i_b}{y_{11e}} \\ \frac{i_{1C}}{y_{1C}} &= \frac{i_b}{y_{11e}} \\ \frac{i_{2L}}{y_{2L}} - \frac{i_{1L}}{y_M} &= \frac{i_{2C}}{y'_{2C}} \\ \frac{i_{2L}}{y_{2L}} - \frac{i_{1L}}{y_M} &= \frac{i_{1L} + i_{1C} + i_b}{y_3} + \frac{i_b}{y_{11e}} \end{aligned} \quad (3.22)$$

Din acest sistem de ecuații se calculează expresia funcției de transfer a circuitului de reacție $\bar{\gamma} = \frac{i_b}{i_0}$. Amplificarea de curent este dată de:

$$\bar{A}_i = \frac{i_0}{i_b} = \frac{|y_{21e}|}{y_{11e}} \quad (3.23)$$

Condiția de oscilație a lui Barkhausen are forma:

$$\begin{aligned} \bar{A}_i \bar{\gamma} &= \frac{-|y_{21e}|}{y'_{2C}[(y_{1C} + y_{11e} + y_3)(y_M^2 - y_{1L}y_{2L}) + y_{1L}y_M^2] +} \\ &\frac{(y_3y_M^2 - y_{1L}y_{2L}y_3 - y_{1L}y_{2L}y_M)}{+ y_M^2[(y_{1L} + y_{1C} + y_{11e})(y_{2L} + y_3) + y_{2L}y_3] - y_{1L}y_{2L}y_3(y_{1C} + y_{11e} - 2y_M)} = 1 \end{aligned} \quad (3.24)$$

Oscilatorul Hartley. Schema de principiu a acestui oscilator este prezentată în fig. 3.14.

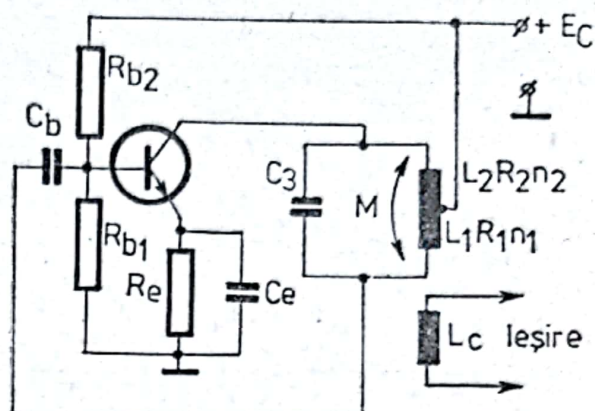
Admitanțele rețelei de reacție au următoarele expresii:

$$\begin{aligned} y_{1C} &= y_{2C} = 0 & y'_{2C} &= y_{22e} \\ y_{1L} &= \frac{1}{R_1 + j\omega L_1} & y_{2L} &= \frac{1}{R_2 + j\omega L_2} \\ y_M &= \frac{1}{j\omega M} & y_3 &= j\omega LC_3 \end{aligned} \quad (3.25)$$

Coeficientul de cuplaj între L_1 și L_2 este dat de:

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad (3.26)$$

Fig. 3.14. Schema de principiu a unui oscilator Hartley.



Dacă bobina este realizată pe un miez de ferită k poate fi considerat egal cu unitatea. Pentru a obține frecvența de oscilație se egalează cu zero partea imaginară a relației (3.24) și ținând cont că $R_{22e} \gg R_{11e}$ rezultă:

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1 + \frac{R_1}{R_{11e}}}{LC_3 + L_1 C_{11e} + L_2 C_{22e} + (L_1 R_2 + L_2 R_1) |y_{21e}| C_3}} \quad (3.27)$$

unde:

$$L = L_1 + L_2 + 2M \quad (3.28)$$

Din relația (3.27) se constată că frecvența de oscilație este influențată de frecvențele de rezonanță ale circuitelor derivație $L_1 C_{11e}$ și $L_2 C_{22e}$. Dacă se alege valoarea condensatorului C_3 mult mai mare decât valorile lui C_{11e} și C_{22e} și rezistențele de pierderi R_1 și R_2 sînt mici, frecvența de oscilație devine egală cu frecvența de rezonanță a circuitului derivație:

$$f \simeq f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC_3}} \quad (3.29)$$

Condiția de amorsare a oscilațiilor se obține din partea reală a relației (3.24):

$$|y_{21e}| \geq \left(\frac{L_1 + M}{L_2 + M} \right) \frac{1}{R_{11e}} + \left(\frac{L_2 + M}{L_1 + M} \right) \frac{1}{R_{22e}} + \frac{L[R_1(C_3 + C_{11e}) + R_2(C_3 + C_{22e})]}{(L_1 + M)(L_2 + M)} + \frac{L(L_1 R_2 + L_2 R_1)}{R_{11e} R_{22e} (L_1 + M)(L_2 + M)} \quad (3.30)$$

Când rezistențele de pierderi R_1 și R_2 sint mici și deoarece $R_{22e} \gg R_{11e}$ această relație devine:

$$|y_{21e}| \geq \left(\frac{L_1 + M}{L_2 + M} \right) \frac{1}{R_{11e}} \quad (3.31)$$

Dacă se introduce raportul de transformare:

$$n = \frac{n_2}{n_1} = \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \quad (3.32)$$

pentru $k=1$ se obține:

$$|y_{21e}| \geq \frac{1}{n} \frac{1}{R_{11e}} \quad (3.33)$$

Schema de principiu a unui oscilator Hartley realizat cu un tranzistor cu efect de câmp este ilustrată în fig. 3.15.

Relațiile stabilite la oscilatorul Hartley cu tranzistor bipolar pot fi utilizate și la oscilatorul cu tranzistor cu efect de câmp înlocuind parametrii y ai tranzistorului bipolar în montaj emitor comun cu

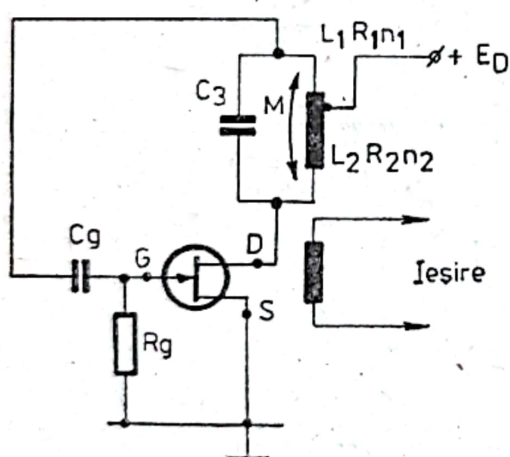


Fig. 3.15. Schema de principiu a unui oscilator Hartley realizat cu un tranzistor cu efect de câmp.

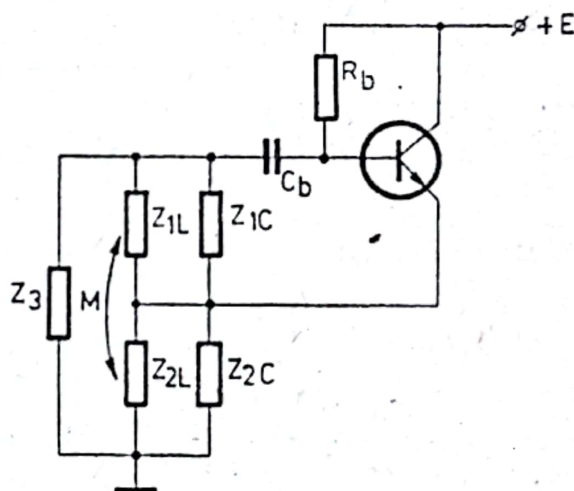


Fig. 3.16. Forma generală a unui oscilator în montaj colector comun.

parametrii y ai tranzistorului cu efect de câmp în montaj sursă comună.

Ținând cont că $R_{11s} \gg R_{22s}$, frecvența de oscilație poate fi scrisă:

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1 + \frac{R_2}{R_{22s}}}{LC_3 + L_1C_{11s} + L_2C_{22s} + (L_1R_2 + L_2R_1)|y_{21s}|C_3}} \quad (3.34)$$

Pentru o valoare mare a lui C_3 față de C_{11s} și C_{22s} și rezistențe de pierderi R_1 și R_2 mici frecvența de oscilație este dată de relația (3.29).

Condiția de amorsare a oscilațiilor este acum:

$$|y_{21s}| \geq \left(\frac{L_1 + M}{L_2 + M} \right) \frac{1}{R_{11s}} + \left(\frac{L_2 + M}{L_1 + M} \right) \frac{1}{R_{22s}} + \frac{L [R_1 (C_3 + C_{11s}) + R_2 (C_3 + C_{22s})]}{(L_1 + M) (L_2 + M)} + \frac{L (L_1 R_2 + L_2 R_1)}{R_{11s} R_{22s} (L_1 + M) (L_2 + M)} \quad (3.35)$$

Dacă rezistențele de pierderi R_1 și R_2 sînt mici și deoarece $R_{11s} \gg R_{22s}$ această relație devine:

$$|y_{21s}| \geq \left(\frac{L_2 + M}{L_1 + M} \right) \frac{1}{R_{22s}} \quad (3.36)$$

Introducînd raportul de transformare n și pentru $k=1$ se obține:

$$|y_{21s}| \geq n \frac{1}{R_{22s}} \quad (3.37)$$

Oscilatorul Hartley poate fi realizat și într-un montaj colector comun sau drenă comună. Forma generală a unui oscilator în montaj colector comun este arătată în fig. 3.16.

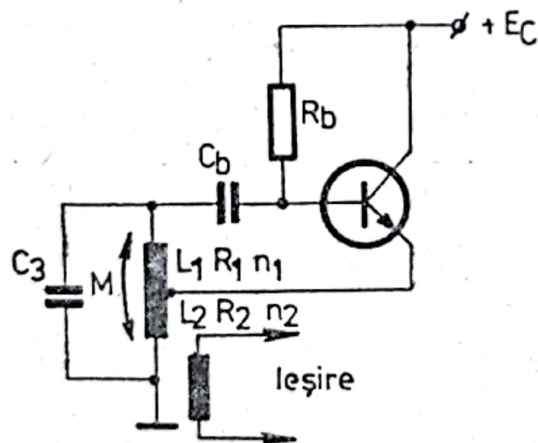


Fig. 3.17. Schema de principiu a unui oscilator Hartley în montaj colector comun.

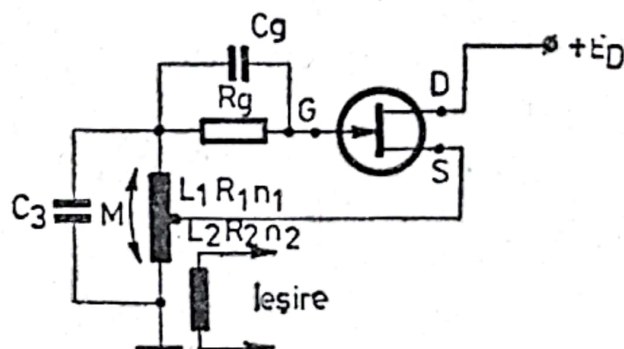


Fig. 3.18. Schema de principiu a unui oscilator Hartley în montaj drenă comună.

Circuitul echivalent al acestui oscilator este identic cu cel din fig. 3.13 al oscilatorului în montaj emitor comun. Prin urmare relațiile stabilite la oscilatorul Hartley în montaj emitor comun sau sursă comună sînt valabile și pentru oscilatorul Hartley în montaj colector comun (fig. 3.17) sau respectiv drenă comună (fig. 3.18).

Aceste tipuri de oscilatoare sînt larg întrebuintate ca oscilatoare de frecvență variabilă deoarece în cazul utilizării unui condensator variabil C_3 acesta poate avea un electrod conectat la masă.

Oscilatorul Hartley poate fi utilizat pînă la frecvențe de ordinul a 150 MHz. Peste această limită de frecvență pot apărea oscilații

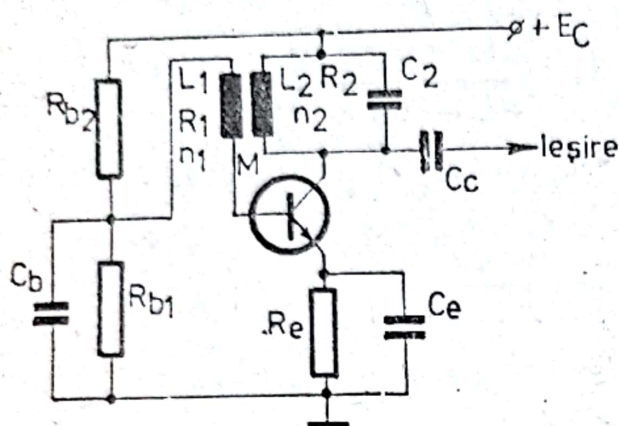


Fig. 3.19. Schema de principiu a unui oscilator cu circuit acordat în colector.

parazite, oscilatorul putînd lucra ca oscilator Colpitts datorită capacităților tranzistorului și capacităților parazite față de masă.

Oscilatorul cu circuit acordat în colector sau drenă. În fig. 3.19 este arătată schema de principiu a unui oscilator cu circuit acordat în colector. Acest oscilator este un caz particular al oscilatorului Hartley la care impedanța Z_3 este infinită. Admitanțele rețelei de reacție sînt date de:

$$\begin{aligned} y_{1c} &= 0 & y_3 &= 0 \\ y_{1L} &= \frac{1}{j\omega L_1} & y_{2L} &= \frac{1}{R_2 + j\omega L_2} \\ y_M &= \frac{1}{j\omega M} & y'_{2c} &= j\omega C_2 + \frac{1}{R_{22e}} + j\omega C_{22e} \end{aligned} \quad (3.38)$$

Dacă coeficientul de cuplaj $k=1$, $\frac{L_2}{L_1} = \frac{n_2^2}{n_1^2} = n^2$ și ținînd cont că $R_{22e} \gg R_{11e}$ rezultă pentru frecvența de oscilație următoarea relație:

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1 + \frac{R_2}{R_{22e}}}{L_2 C + L_1 R_2 \left(\frac{C_2 + C_{22e}}{R_{11e}} \right)}} \quad (3.39)$$

unde:

$$C = C_2 + C_{22e} + \frac{C_{11e}}{n^2} \quad (3.40)$$

$\frac{C_{11e}}{n^2}$ reprezentind capacitatea reflectată din circuitul bazei.

Cînd rezistența de pierderi R_2 este mică și dacă este satisfăcută inegalitatea:

$$C_2 \gg C_{22e} + \frac{C_{11e}}{n^2} \quad (3.41)$$

atunci frecvența de oscilație devine egală cu frecvența de rezonanță a circuitului derivație $L_2 C_2$:

$$f \simeq f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_2 C_2}} \quad (3.42)$$

Condiția de amorsare a oscilațiilor este dată de

$$|y_{21e}| \geq \frac{M}{L_2} \frac{1}{R_{11e}} + \frac{L_2}{M} \frac{1}{R_{22e}} + \frac{R_2(C_2 + C_{22e})}{M} + \frac{L_1 R_2}{M R_{11e} R_{22e}} \quad (3.43)$$

Deoarece $R_{22e} \gg R_{11e}$ și dacă rezistența de pierderi R_2 este mică atunci această relație se reduce la:

$$|y_{21e}| \geq \frac{M}{L_2} \frac{1}{R_{11e}} \quad (3.44)$$

Pentru $k=1$ rezultă:

$$|y_{21e}| \geq \frac{1}{n} \frac{1}{R_{11e}} \quad (3.45)$$

Schema de principiu a unui oscilator cu circuit acordat în drenă este prezentată în fig. 3.20. Ținînd cont că $R_{11se} \gg R_{22s}$ frecvența de oscilație este dată de:

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1 + \frac{R_2}{R_{22s}}}{L_2 C + \frac{L_1 R_2 C_{11s}}{R_{22s}}}} \quad (3.46)$$

unde:

$$C = C_2 + C_{22s} + \frac{C_{11s}}{n^2} \quad (3.47)$$

Cînd rezistența de pierderi R_2 este mică și dacă este îndeplinită condiția:

$$C_2 \gg C_{22s} + \frac{C_{11s}}{n^2} \quad (3.48)$$

frecvența de oscilație este dată de relația (3.42).

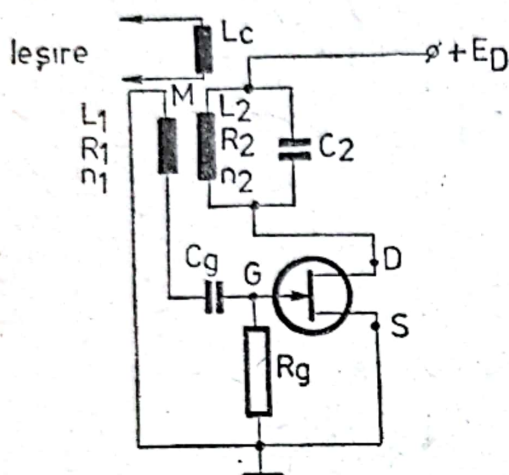


Fig. 3.20. Schema de principiu a unui oscilator cu circuit acordat în drenă.

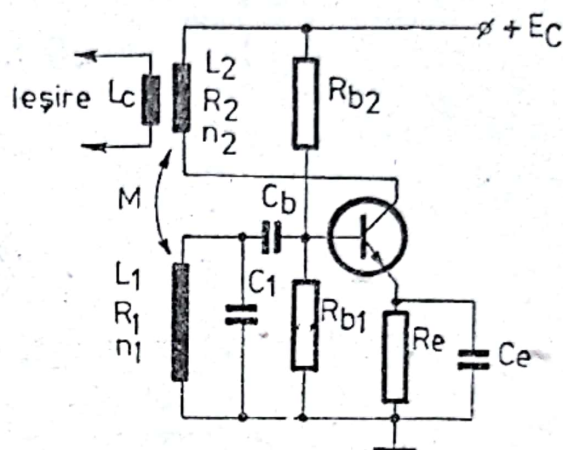


Fig. 3.21. Schema de principiu a unui oscilator cu circuit acordat în bază.

Condiția de amorsare a oscilațiilor (3.43) devine:

$$|y_{21s}| \geq \frac{M}{L_2} \frac{1}{R_{11s}} + \frac{L_2}{M} \frac{1}{R_{22s}} + \frac{R_2(C_2 + C_{22s})}{M} + \frac{L_1 R_2}{M R_{11s} R_{22s}} \quad (3.49)$$

Deoarece $R_{11s} \gg R_{22s}$ și pentru o rezistență de pierderi R_2 mică această relație se simplifică la:

$$|y_{21s}| \geq \frac{L_2}{M} \frac{1}{R_{22s}} \quad (3.50)$$

Pentru $k=1$:

$$|y_{21s}| \geq n \frac{1}{R_{22s}} \quad (3.51)$$

Din această relație rezultă că n este supraunitar și prin urmare frecvența de oscilație a acestui oscilator va fi mult mai puțin influențată de capacitatea de intrare C_{11s} a tranzistorului.

Oscilatorul cu circuit acordat în drenă funcționează satisfăcător pînă la frecvențe în jur de 50 MHz.

Oscilatorul cu circuit acordat în bază sau grilă. Schema de principiu a unui oscilator cu circuit acordat în bază este arătată în fig. 3.21.

Admitanțele de reacție au următoarele expresii:

$$\begin{aligned} y_{1L} &= \frac{1}{R_1 + j\omega L_1} & y_3 &= y_{2c} = 0 \\ y_{1c} &= j\omega C_1 & y_{2L} &= \frac{1}{j\omega L_2} \\ y_M &= \frac{1}{j\omega M} & y'_{2c} &= y_{22e} \end{aligned} \quad (3.52)$$

Dacă coeficientul de cuplaj este egal cu unitatea și se înlocuiește

$$\frac{L_1}{L_2} = \frac{n_1^2}{n_2^2} = n^2 \text{ frecvența de oscilație este dată de:}$$

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1 + \frac{R_1}{R_{11e}}}{L_1 C + L_2 R_1 \left(\frac{C_1 + C_{11e}}{R_{22e}} + \frac{C_{22e}}{R_{11e}} \right)}} \quad (3.53)$$

unde:

$$C = C_1 + C_{11e} + \frac{C_{22e}}{n^2} \quad (3.54)$$

Ultimul termen reprezintă capacitatea reflectată din circuitul colectorului. Când rezistența de pierderi R_1 este mică și este satisfăcută relația:

$$C_1 \gg C_{11e} + \frac{C_{22e}}{n^2} \quad (3.55)$$

frecvența de oscilație devine egală cu frecvența de rezonanță a circuitului derivației $L_1 C_1$:

$$f \simeq f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_1 C_1}} \quad (3.56)$$

Condiția de amorsare a oscilațiilor are forma:

$$|y_{21e}| \geq \frac{L_1}{M} \frac{1}{R_{11e}} + \frac{M}{L_1} \frac{1}{R_{22e}} + \frac{R_1 (C_1 + C_{11e})}{M} + \frac{L_2 R_1}{M R_{11e} R_{22e}} \quad (3.57)$$

Dacă rezistența de pierderi R_1 este mică și deoarece $R_{22e} \gg R_{11e}$ se obține:

$$|y_{21e}| \geq \frac{L_1}{M} \frac{1}{R_{11e}} \quad (3.58)$$

Pentru $k=1$ se obține:

$$|y_{21s}| \geq \frac{1}{u} \frac{1}{R_{22s}} \quad (3.65)$$

Principalul dezavantaj al oscilatorului cu circuit acordat în bază îl constituie rezistența de intrare mică a tranzistorului care șunează circuitul derivație. Acest dezavantaj este eliminat la oscilator cu circuit acordat în grilă datorită rezistenței de intrare mari R_{11s} . Acest oscilator poate fi realizat și cu frecvență variabilă ca urmare a faptului că un electrod al condensatorului C_1 este conectat la masă. Deoarece la acest oscilator tensiunea generată este luată de pe grilă, valoarea ei este mai mică decât cea de la oscilatorul cu circuit acordat în drenă.

Acest tip de oscilator se utilizează pînă la frecvențe de ordinul a 50 MHz.

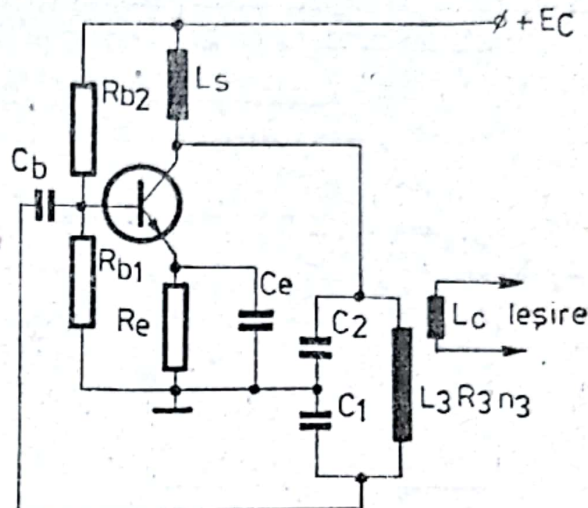


Fig. 3.23. Schema de principiu a unui oscilator Colpitts.

Oscilatorul Colpitts. În fig. 3.23 este arătată schema de principiu a unui oscilator Colpitts. Admitanțele rețelei de reacție au următoarele expresii:

$$\begin{aligned} y_{1L} &= y_{2L} = 0 & y_M &= \infty \\ y_{1c} &= j\omega C_1 & y_3 &= \frac{1}{R_3 + j\omega L_3} \\ y'_{2c} &= j\omega C_2 + \frac{1}{R_{22e}} + j\omega C_{22e} \end{aligned} \quad (3.66)$$

Frecvența de oscilație rezultă:

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_3 C} + \frac{R_3}{L_3} \left[\frac{1}{(C_1 + C_{11e}) R_{11e}} + \frac{1}{(C_2 + C_{22e}) R_{22e}} \right] + \frac{1}{(C_1 + C_{11e})(C_2 + C_{22e}) R_{11e} R_{22e}}} \quad (3.67)$$

unde:

$$\frac{1}{C} = \frac{1}{C_1 + C_{11e}} + \frac{1}{C_2 + C_{22e}} \quad (3.68)$$

Dacă rezistența de pierderi R_3 a bobinei L_3 este mică și este îndeplinită condiția:

$$L_3 \ll (C_1 + C_{11e} + C_2 + C_{22e}) R_{11e} R_{22e} \quad (3.69)$$

frecvența de oscilație este dată de relația:

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_3 C}} \quad (3.70)$$

Pentru ca influența capacităților de intrare și de ieșire ale tranzistorului asupra frecvenței de oscilație să fie neglijabilă este necesar să se aleagă $C_1 \gg C_{11e}$ și $C_2 \gg C_{22e}$.

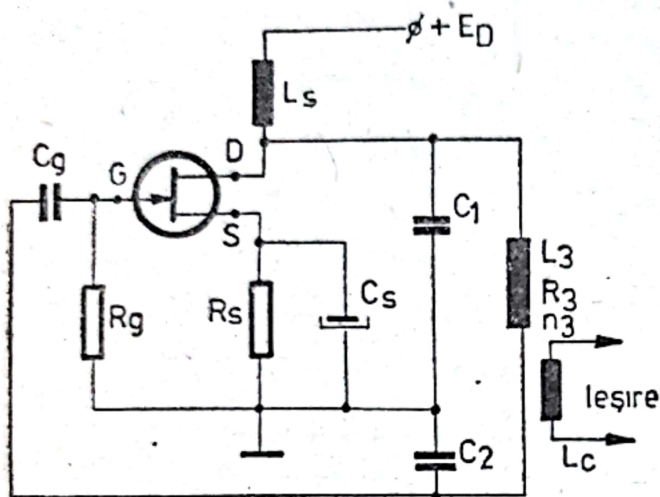


Fig. 3.24. Schema de principiu a unui oscilator Colpitts realizat cu un tranzistor cu efect de câmp.

Condiția de amorsare a oscilațiilor este:

$$|y_{21e}| \geq \left(\frac{C_2 + C_{22e}}{C_1 + C_{11e}} \right) \frac{1}{R_{11e}} + \left(\frac{C_1 + C_{11e}}{C_2 + C_{22e}} \right) \frac{1}{R_{22e}} + \frac{R_3}{L_3} (C_1 + C_{11e} + C_2 + C_{22e}) \quad (3.71)$$

Dacă rezistența de pierderi R_3 este mică și deoarece $R_{22e} \gg R_{11e}$ rezultă:

$$|y_{21e}| \geq \left(\frac{C_2 + C_{22e}}{C_1 + C_{11e}} \right) \frac{1}{R_{11e}} \quad (3.72)$$

Schema de principiu a unui oscilator Colpitts realizat cu un tranzistor cu efect de câmp este dată în fig. 3.24.

În cazul tranzistorului cu efect de câmp $R_{11s} \gg R_{22s}$ și când:

$$L \ll (C_1 + C_{11s} + C_2 + C_{22s}) R_{11s} R_{22s} \quad (3.73)$$

frecvența de oscilație este dată de:

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_3 C}} \sqrt{1 + \left(\frac{C_1 + C_{11s}}{C_1 + C_{11s} + C_2 + C_{22s}} \right) \frac{R_3}{R_{22s}}} \quad (3.74)$$

unde:

$$\frac{1}{C} = \frac{1}{C_1 + C_{11s}} + \frac{1}{C_2 + C_{22s}} \quad (3.75)$$

Dacă rezistența de pierderi R_3 este mică frecvența de oscilație este dată de relația (3.70). Influența capacităților C_{11s} și C_{22s} asupra frecvenței de oscilație devine neglijabilă dacă se alege $C_1 \gg C_{11s}$ și $C_2 \gg C_{22s}$.

Condiția de amorsare a oscilațiilor are următoarea formă:

$$|y_{21s}| \geq \left(\frac{C_0 + C_{00s}}{C_1 + C_{11s}} \right) \frac{1}{R_{11s}} + \left(\frac{C_1 + C_{11s}}{C_2 + C_{22s}} \right) \frac{1}{R_{22s}} + \frac{R_3}{L_3} (C_1 + C_{11s} + C_2 + C_{22s}) \quad (3.76)$$

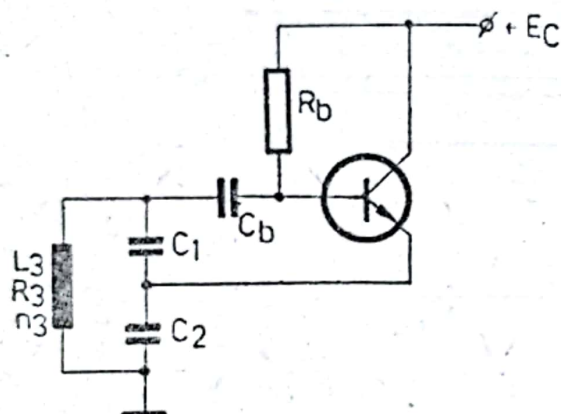


Fig. 3.25. Schema de principiu a unui oscilator Colpitts în montaj colector comun.

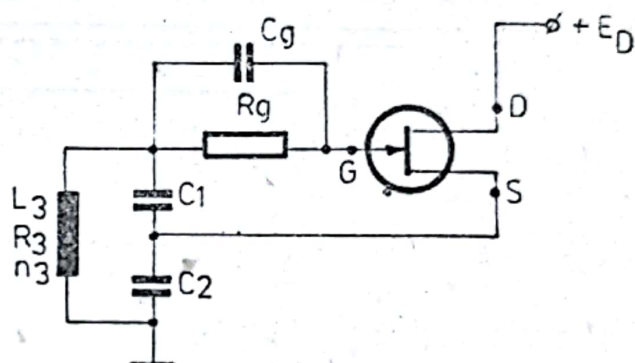


Fig. 3.26. Schema de principiu a unui oscilator Colpitts în montaj drenă comună.

Cînd rezistența de pierderi R_3 este mică și deoarece $R_{11s} \gg R_{22s}$ această relație se reduce la:

$$|y_{21s}| \geq \left(\frac{C_1 + C_{11s}}{C_2 + C_{22s}} \right) \frac{1}{R_{22s}} \quad (3.77)$$

Frecvența de oscilație a acestui oscilator este mult mai puțin influențată de capacitatea de intrare a tranzistorului deoarece din relația (3.77) rezultă o valoare mare pentru C_1 .

Relațiile stabilite de oscilatorul Colpitts în montaj emitor comun sau sursă comună sînt valabile și pentru oscilatorul Colpitts în montaj colector comun (fig. 3.25) sau respectiv drenă comună (fig. 3.26).

Oscilatorul Clapp. O variantă a oscilatorului Colpitts, care prezintă o stabilitate mai bună a frecvenței, este oscilatorul Clapp, ilustrat în fig. 3.27. În acest caz admitanța y_3 este:

$$y_3 = \frac{1}{R_3 + j \left(\omega L_3 - \frac{1}{\omega C_3} \right)} \quad (3.78)$$

Frecvența de oscilație rezultă:

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\frac{1}{L_3 C} + \frac{R_3}{L_3} \left[\frac{1}{(C_1 + C_{11e}) R_{22e}} + \frac{1}{(C_2 + C_{22e}) R_{22e}} \right] + \frac{1}{(C_1 + C_{11e})(C_2 + C_{22e}) R_{11e} R_{22e}}}{\frac{1}{L_3 C} + \frac{R_3}{L_3} \left[\frac{1}{(C_1 + C_{11e}) R_{11e}} + \frac{1}{(C_2 + C_{22e}) R_{22e}} \right] + \frac{1}{(C_1 + C_{11e})(C_2 + C_{22e}) R_{11e} R_{22e}}}} - \frac{1}{L_3(C_1 + C_{11e})(C_2 + C_{22e}) C_3 R_{11e} R_{22e}}} \quad (3.79)$$

unde:

$$\frac{1}{C} = \frac{1}{C_1 + C_{11e}} + \frac{1}{C_2 + C_{22e}} + \frac{1}{C_3} \quad (3.80)$$

Cînd rezistența de pierderi R_3 este mică și este îndeplinită inegalitatea:

$$L_3 C \ll (C_1 + C_{11e})(C_2 + C_{22e}) R_{11e} R_{22e} \quad (3.81)$$

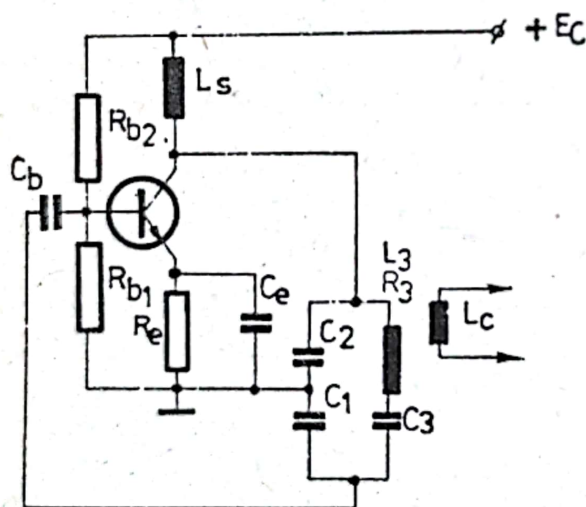


Fig. 3.27. Schema de principiu a unui oscilator Clapp.

frecvența de oscilație este dată de:

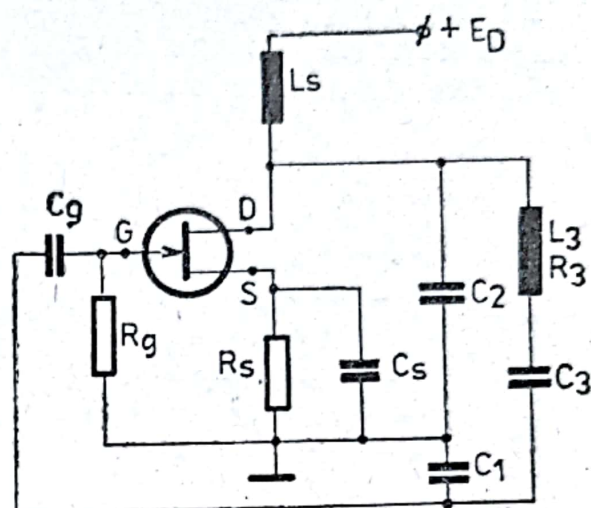
$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_3 C}} \quad (3.82)$$

Dacă se alege valoarea condensatorului C_3 mult mai mică decît valorile lui C_1 și C_2 (adică $C_3 \ll \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$) frecvența de oscilație nu

mai este influențată de capacitățile C_{11e} și C_{22e} și devine egală cu frecvența de rezonanță a circuitului serie L_3C_3 :

$$f \simeq f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_3C_3}} \quad (3.83)$$

Fig. 3.28. Schema de principiu a unui oscilator Clapp realizat cu un tranzistor cu efect de câmp.



Condiția de amorsare a oscilațiilor este dată de:

$$|y_{21e}| \geq \left(\frac{C_2 + C_{22e}}{C_1 + C_{11e}} \right) \frac{1}{R_{11e}} + \left(\frac{C_1 + C_{11e}}{C_2 + C_{22e}} \right) \frac{1}{R_{22e}} + \frac{R_3}{L_3 C} (C_1 + C_{11e})(C_1 + C_{22e}) \quad (3.84)$$

Dacă rezistența de pierderi R_3 este mică și deoarece $R_{22e} \gg R_{11e}$ această relație devine identică cu cea de la oscilatorul Colpitts (3.72).

În fig. 3.28 este dată schema de principiu a unui oscilator Clapp realizat cu un tranzistor cu efect de câmp.

Ținând cont că $R_{11s} \gg R_{22s}$ și dacă este îndeplinită condiția:

$$LC \ll (C_1 + C_{11s})(C_2 + C_{22s})R_{11s}R_{22s} \quad (3.85)$$

unde:

$$\frac{1}{C} = \frac{1}{C_1 + C_{11s}} + \frac{1}{C_2 + C_{22s}} + \frac{1}{C_3} \quad (3.86)$$

frecvența de oscilație are următoarea expresie:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_3C}} \sqrt{1 + \frac{R_3C}{(C_2 + C_{22s})R_{22s}}} \quad (3.87)$$

Dacă rezistența de pierderi R_3 este mică frecvența de oscilație este dată de relația (3.82), C rezultând din relația (3.86). Când valoarea lui C_3 se alege mult mai mică decât valorile lui C_1 și C_2 frecvența de oscilație este dată de relația (3.83).

Condiția de amorsare a oscilațiilor este acum:

$$|y_{21s}| \geq \left(\frac{C_2 + C_{22s}}{C_1 + C_{11s}} \right) \frac{1}{R_{11s}} + \left(\frac{C_1 + C_{11s}}{C_2 + C_{22s}} \right) \frac{1}{R_{22s}} + \frac{R_3}{L_3 C} (C_1 + C_{11s}) (C_2 + C_{22s}) \quad (3.88)$$

Deoarece $R_{11s} \gg R_{22s}$ și dacă rezistența de pierderi R_3 este mică această condiție devine identică cu cea de la oscilatorul Colpitts realizat cu tranzistor cu efect de câmp.

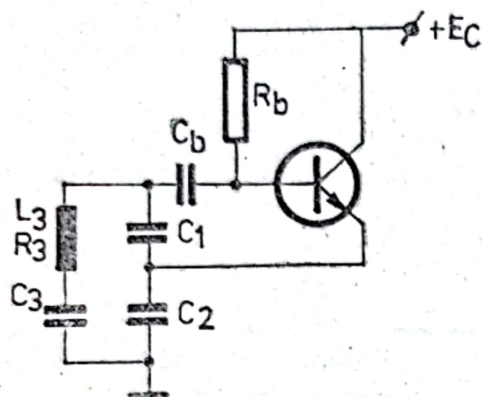


Fig. 3.29. Schema de principiu a unui oscilator Clapp în montaj colector comun.

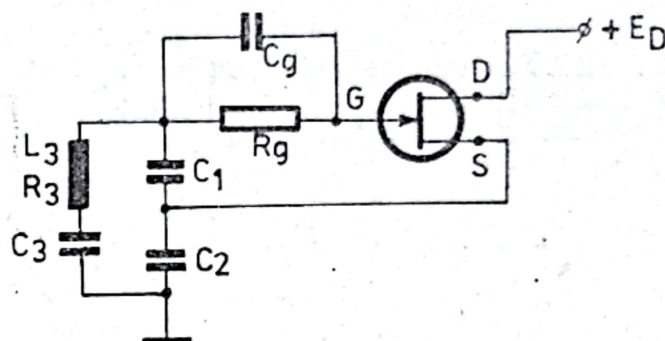


Fig. 3.30. Schema de principiu a unui oscilator Clapp în montaj drenă comună.

Relațiile stabilite la oscilatorul Clapp în montaj emitor comun sau sursă comună sînt valabile și pentru oscilatorul Clapp în montaj colector comun (fig. 3.29) sau respectiv drenă comună (fig. 3.30).

Pentru ca impedanța de sarcină a oscilatorului R_s , în cazul utilizării lui ca sursă de frecvență, să aibă o influență neglijabilă asupra parametrilor lui este necesar ca $R_s \gg R_{22e}$ sau R_{22s} . Când oscilatorul este utilizat ca sursă de putere se vor înlocui R_{22e} sau R_{22s} în relațiile care dau condiția de amorsare a oscilațiilor cu rezistențele echivalente $\frac{R_{22e} R_s}{R_{22e} + R_s}$ și respectiv $\frac{R_{22s} R_s}{R_{22s} + R_s}$.

Exemplu de calcul. Se cere să se calculeze un oscilator Colpitts realizat cu un tranzistor cu efect de câmp, care să aibă frecvența de oscilație $f=1$ MHz.

Tranzistorul cu efect de câmp 2N3330 (Motorola) are următorii parametri de catalog: $P_{dmax}=300$ mW; $|y_{21s}|=1,5$ mmho la $I_D=2$ mA; $C_{11s}=20$ pF, $g_{22s}=\frac{1}{R_{22s}}=40$ mmho.

Dacă se alege $L_3=100$ μ H atunci din relația (3.70) se obține valoarea totală a lui C:

$$C = \frac{1}{(6,28 \times 10^6)^2 \times 100 \times 10^{-6}} = 254 \text{ pF}$$

Pentru satisfacerea condiției de amorsare a oscilațiilor în cazul dispersiei caracteristicilor tranzistorului se ia:

$$|y_{21s}| = 2 \frac{C_1}{C_2} \frac{1}{R_{22s}}$$

unde:

$$\frac{1}{C} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}$$

Din aceste două relații rezultă:

$$C_2 = \left(\frac{2 + |y_{21s}| R_{22s}}{|y_{21s}| R_{22s}} \right) C = \left(\frac{2 + 1,5 \times 10^{-3} \times 25 \times 10^3}{1,5 \times 10^{-3} \times 25 \times 10^3} \right) 254 \approx 270 \text{ pF}$$

$$C_1 = \left(\frac{2 + |y_{21s}| R_{22s}}{2} \right) C = \left(\frac{2 + 1,5 \times 10^{-3} \times 25 \times 10^3}{2} \right) 254 = 5\,000 \text{ pF}$$

În fig. 3.31 este reprezentată schema oscilatorului Colpitts cu valorile rezultate din exemplul de calcul. Acest oscilator a fost realizat practic și la schimbarea a zece tranzistoare frecvența de oscilație a variat între limitele 1,0011 la 1,0029 MHz. Amplitudinea tensiunii alternative măsurată în drenă a fost de 6V.

3.3.2. Oscilatoare LC în montaj bază comună sau grilă comună

Aceste oscilatoare vor fi calculate într-un mod similar aceluia utilizat la oscilatoarele în montaj emitor comun sau sursă comună [72].

Forma generală a unui oscilator cu divizor de tensiune — capacitiv pentru oscilatoarele Colpitts sau Clapp și — inductiv pentru oscilatorul Hartley este arătată în fig. 3.32. Între impedanțele Z_{1L} și Z_{2L} există un cuplaj mutual M . Dacă se înlocuiește tranzistorul cu circuitul său echivalent în montaj bază comună și impedanțele Z

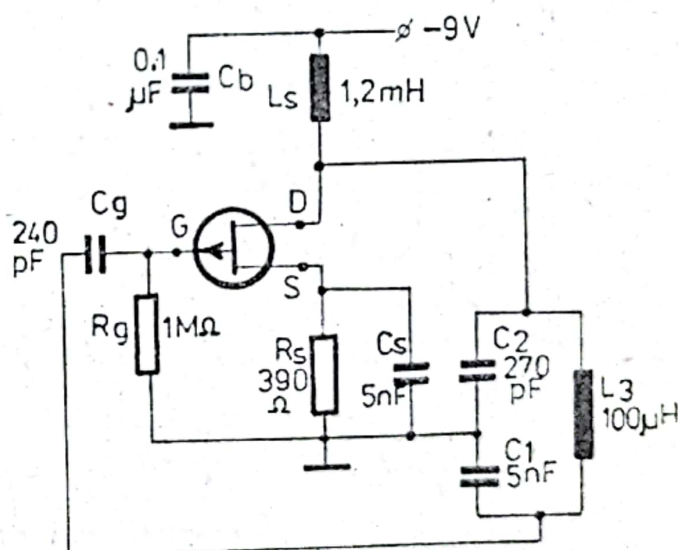


Fig. 3.31. Schema oscilatorului Colpitts cu valorile rezultate din exemplul de calcul.

cu admitanțele corespunzătoare se obține circuitul din fig. 3.33. S-a considerat neglijabilă reacția internă a tranzistorului și admitanța sa de ieșire y_{22b} a fost inclusă în admitanța $y'_3 = y_3 + y_{22b}$. S-a presupus că tranzistorul lucrează la o frecvență la care admitanța de transfer direct $y_{21b} = g_{21b} + jb_{21b}$ poate fi considerată reală și egală cu g_{21b} .

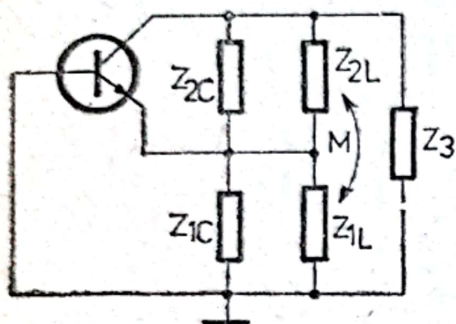


Fig. 3.32. Forma generală a unui oscilator cu divizor de tensiune.

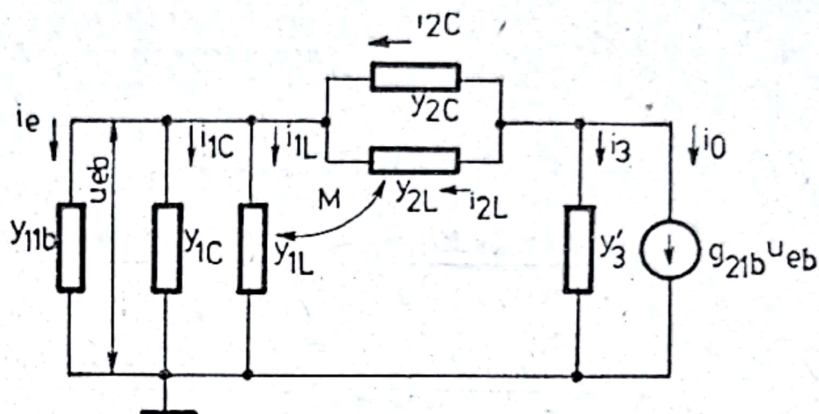


Fig. 3.33. Circuitul echivalent al oscilatorului cu divizor de tensiune.

Aplicînd acestui circuit legile lui Kirchhoff se obține următorul sistem de ecuații:

$$\begin{aligned} i_e + i_{1C} + i_{1L} &= i_{2L} + i_{2C} \\ i_0 + i_3 + i_{2L} + i_{2C} &= 0 \\ \frac{i_{1L}}{y_{1L}} + \frac{i_{2L}}{y_M} &= \frac{i_e}{y_{11b}} \\ \frac{i_{1C}}{y_{1C}} &= \frac{i_e}{y_{11b}} \\ \frac{i_{2L}}{y_{2L}} + \frac{i_{1L}}{y_M} &= \frac{i_{2C}}{y_{2C}} \\ \frac{i_3}{y'_3} &= \frac{i_{2L}}{y_{2L}} + \frac{i_{1L}}{y_M} + \frac{i_e}{y_{11b}} \end{aligned} \quad (3.89)$$

Se calculează funcția de transfer a circuitului de reacție $\bar{y} = \frac{i_e}{i_0}$ amplificarea de curent fiind dată de:

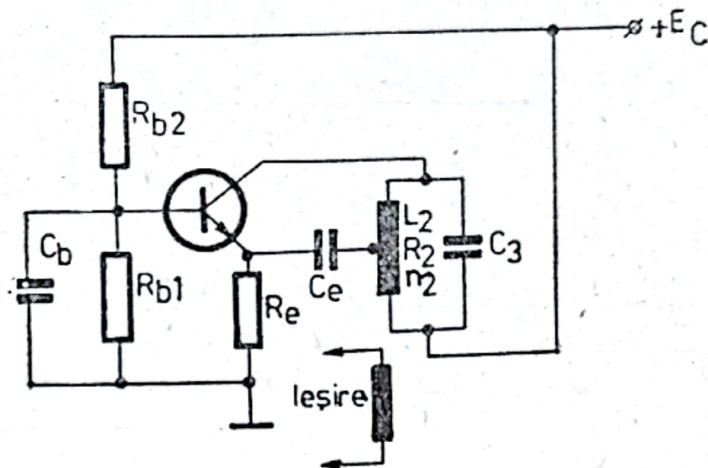
$$\bar{A}_i = \frac{g_{21b}}{y_{11b}} \quad (3.90)$$

Condiția de oscilație a lui Barkhausen are forma:

$$\bar{A}_i \bar{Y} = \frac{-g_{21b}(y_{2L}y_M^2 + y_{2c}y_M^2 - y_{1L}y_{2L}y_{2c} + y_{1L}y_{2L}y_M)}{y_3[(y_{1c} + y_{2c} + y_{11b})(y_M^2 - y_{1L}y_{2L}) + (y_{1L} + y_{2L})y_M^2 + 2y_{1L}y_{2L}y_M]} = 1 \quad (3.91)$$

$$+ y_M^2(y_{1L} + y_{1c} + y_{11b})(y_{2L} + y_{2c}) - y_{1L}y_{2L}y_{2c}(y_{1c} + y_{11b})$$

Fig. 3.34. Schema de principiu a unui oscilator Hartley în montaj bază comună.



Oscilatorul Hartley. Acest tip de oscilator este prezentat în fig. 3.34. Admitanțele rețelei de reacție au următoarele expresii:

$$y_{1c} = y_{2c} = 0 \quad y_{2L} = \frac{1}{R_2 + j\omega L_2}$$

$$y_{1L} = \frac{1}{R_1 + j\omega L_1} \quad y_3 = j\omega C_3 + \frac{1}{R_{22b}} + j\omega C_{22b} \quad (3.92)$$

$$y_M = \frac{1}{j\omega M}$$

Cînd coeficientul de cuplaj $k=1$, frecvența de oscilație rezultă:

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1 + g_{21b}R_1 + \frac{R_1}{R_{11b}}}{L(C_3 + C_{22b}) + L_1C_{11b} + \frac{(L_1R_2 + L_2R_1)(C_3 + C_{22b})}{R_{11b}}}} \quad (3.93)$$

unde:

$$L = L_1 + L_2 + 2M \quad (3.94)$$

Se constată că frecvența de oscilație este afectată de frecvența de rezonanță a circuitului derivație L_1C_{11b} . Dacă se alege valoarea

condensatorului C_3 mult mai mare decît valorile capacităților C_{11b} și C_{22b} și dacă rezistențele de pierderi R_1 și R_2 sînt mici:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_3}} \quad (3.95)$$

Condiția de amorsare a oscilațiilor este:

$$\begin{aligned} g_{21b} \geq & - \left(\frac{L_1 + M}{L_1 + L_2 + 2M} \right) \frac{1}{R_{11b}} - \left(\frac{L_1 + L_2 + 2M}{L_1 + M} \right) \frac{1}{R_{22b}} \\ & - \frac{R_1(C_3 + C_{11b}) + R_2(C_3 + C_{22b})}{L_1 + M} - \frac{R_1 R_2}{L_1 + M} \left(\frac{C_3 + C_{22b}}{R_{11b}} + \frac{C_{11b}}{R_{22b}} \right) \\ & - \frac{L_1 R_2 + L_2 L_1}{(L_1 + M) R_{11b} R_{22b}} \end{aligned} \quad (3.96)$$

Dacă rezistențele de pierderi R_1 și R_2 sînt mici și deoarece $R_{22b} \gg R_{11b}$ această relație devine:

$$g_{21b} \geq - \left(\frac{L_1 + M}{L_1 + L_2 + 2M} \right) \frac{1}{R_{11b}} \quad (3.97)$$

Introducînd raportul de transformare:

$$n = \frac{n_2}{n_1} = \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \quad (3.98)$$

pentru $k=1$ se obține:

$$g_{21b} \geq - \left(\frac{u_1}{u_1 + u_2} \right) \frac{1}{R_{11b}} \quad (3.99)$$

Oscilatorul Hartley cu tranzistor cu efect de cîmp în montaj grilă comună este arătată în fig. 3.35. Relațiile stabilite la oscilatorul Hartley în montaj bază comună sînt valabile și la acest oscilator, înlocuind parametrii y ai tranzistorului bipolar cu parametrii y ai tranzistorului cu efect de cîmp.

Oscilatorul Colpitts. Acest oscilator este reprezentat în fig. 3.36. Admitanțele rețelei de reacție au următoarele expresii:

$$\begin{aligned} y_{1L} = y_{2L} = 0 \quad y'_3 &= \frac{1}{R_3 + j\omega L_3} + \frac{1}{R_{22b}} = j\omega C_{22b} \\ y_{1C} &= j\omega C_1 \quad y_{2C} = j\omega C_2 \\ y_M &= \infty \end{aligned} \quad (3.100)$$

Frecvența de oscilație rezultă:

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_3 C} + \frac{R_3 \left(C_2 g_{21b} + \frac{C_2 + C_{22b}}{R_{11b}} + \frac{C_1 + C_{11b} + C_2}{R_{22b}} \right)}{L_3 [(C_1 + C_{11b})C_2 + (C_1 + C_{11b} + C_2)C_{22b}]}} + \frac{1}{[(C_1 + C_{11b})C_2 + (C_1 + C_{11b} + C_2)R_{11b}R_{22b}]} \quad (3.101)$$

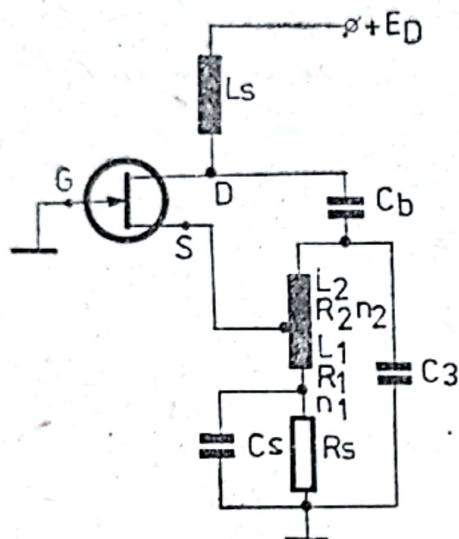


Fig. 3.35. Schema de principiu a unui oscilator Hartley cu tranzistor cu efect de câmp în montaj grilă comună.

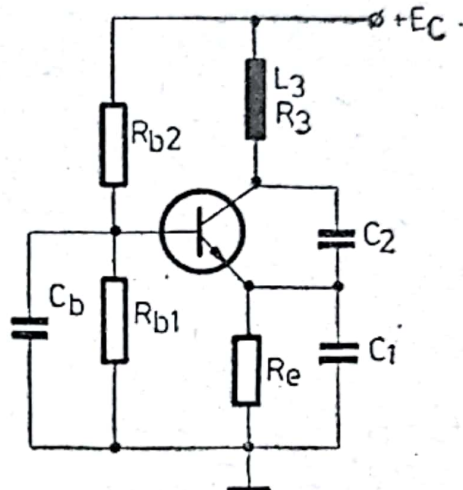


Fig. 3.36. Schema de principiu a unui oscilator Colpitts în montaj bază comună.

unde:

$$C = \frac{(C_1 + C_{11b})C_2}{C_1 + C_{11b} + C_2} + C_{22b} \quad (3.102)$$

Dacă inductanța L_3 are o rezistență de pierderi R_3 mică și este îndeplinită condiția:

$$L_3 \ll (C_1 + C_{11b} + C_2)R_{11b}R_{22b} \quad (3.103)$$

frecvența de oscilație este dată de:

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_3 C}} \quad (3.104)$$

Dacă alegem $C_1 \gg C_{11b}$ și $\frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \gg C_{22b}$ influența capacităților de intrare și de ieșire ale tranzistorului asupra frecvenței de oscilație devine neglijabilă.

Condiția de amorsare a oscilațiilor este:

$$g_{21b} \gg - \left(\frac{C_2}{C_1 + C_{11b} + C_2} \right) \frac{1}{R_{11b}} - \left(\frac{C_1 + C_{11b} + C_2}{C_2} \right) \frac{1}{R_{22b}} - \frac{R_3}{L_3 C_2} \left[(C_1 + C_{11b}) C_2 + (C_1 + C_{11b} + C_2) C_{22b} \right] \quad (3.105)$$

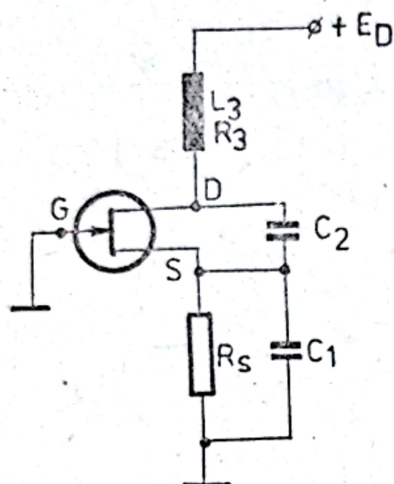


Fig. 3.37. Schema de principiu a unui oscilator Colpitts cu tranzistor cu efect de câmp în montaj grilă comună.

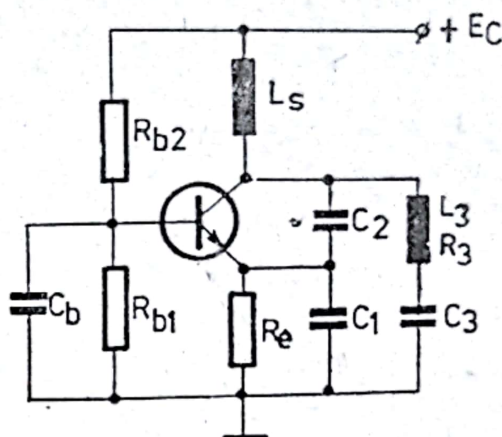


Fig. 3.38. Schema de principiu a unui oscilator Clapp în montaj bază comună.

Deoarece $R_{22b} \gg R_{11b}$ și dacă rezistența de pierderi R_3 este mică această relație se reduce la:

$$g_{21b} \gg - \left(\frac{C_2}{C_1 + C_{11b} + C_2} \right) \frac{1}{R_{11b}} \quad (3.106)$$

Oscilatorul Colpitts cu tranzistor cu efect de câmp în montaj grilă comună este arătat în fig. 3.37.

Relațiile stabilite anterior sînt valabile și la acest oscilator.

Oscilatorul Clapp. Schema de principiu a acestui oscilator este reprezentată în fig. 3.38.

Admitanța de reacție y'_3 este acum:

$$y'_3 = \frac{1}{R_3 + j \left(\omega L_3 - \frac{1}{\omega C_3} \right)} + \frac{1}{R_{22b}} + j\omega C_{22b} \quad (3.107)$$

În acest caz va rezulta o frecvență de oscilație:

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\frac{1}{2} \left[\frac{1}{L_3 C} + \frac{R_3 \left(C_2 g_{21b} + \frac{C_2 + C_{22b}}{R_{11b}} + \frac{C_1 + C_{11b} + C_2}{R_{22b}} \right)}{L_3 [(C_1 + C_{11b})C_2 + (C_1 + C_{11b} + C_2)C_{22b}]} + \frac{1}{[(C_1 + C_{11b})C_2 + (C_1 + C_{11b} + C_2)C_{22b}] R_{11b} \cdot R_{22b}} \right]}{+ \sqrt{\frac{1}{4} \left[\frac{1}{L_3 C} + \frac{R_3 \left(C_2 g_{21b} + \frac{C_2 + C_{22b}}{R_{11b}} + \frac{C_1 + C_{11b} + C_2}{R_{22b}} \right)}{L_3} + \frac{1}{[(C_1 + C_{11b})C_2 + (C_1 + C_{11b} + C_2)C_{22b}] R_{11b} \cdot R_{22b}} \right]^2} - \frac{1}{L_3 [(C_1 + C_{11b})C_2 + (C_1 + C_{11b} + C_2)C_{22b}] C_3 R_{11b} R_{22b}}} \quad (3.108)$$

unde:

$$\frac{1}{C} = \frac{C_1 + C_{11b} + C_2}{(C_1 + C_{11b})C_2 + (C_1 + C_{11b} + C_2)C_{22b}} + \frac{1}{C_3} \quad (3.109)$$

Cînd rezistența de pierderi R_3 este mică și este îndeplinită condiția:

$$L_3 C \ll [(C_1 + C_{11b})C_2 + (C_1 + C_{11b} + C_2)C_{22b}] R_{11b} R_{22b} \quad (3.110)$$

frecvența de oscilație este dată de relația (3.104), C rezultînd din relația (3.109). Dacă se alege valoarea lui C_3 mult mai mică decît valorile lui C_1 și C_2 , atunci frecvența de oscilație nu mai este influențată de capacitățile C_{11b} și C_{22b} și devine egală cu frecvența de rezonanță a circuitului serie $L_3 C_3$:

$$f \simeq f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_3 C_3}} \quad (3.111)$$

Condiția de amorsare a oscilațiilor este dată de:

$$g_{21b} \geq - \left(\frac{C_2}{C_1 + C_{11b} + C_2} \right) \frac{1}{R_{11b}} - \left(\frac{C_1 + C_{11b} + C_2}{C_2} \right) \frac{1}{R_{22b}} - \frac{R_3 [(C_1 + C_{11b})C_2 + (C_1 + C_{11b} + C_2)C_{22b}]^2}{L_3 C C_2 (C_1 + C_{11b} + C_2)} \quad (3.112)$$

Dacă rezistența de pierderi R_3 este mică și deoarece $R_{22b} \gg R_{11b}$ această condiție devine identică cu cea de la oscilatorul Colpitts (3.106). Schema de principiu a unui oscilator Clapp cu tranzistor cu

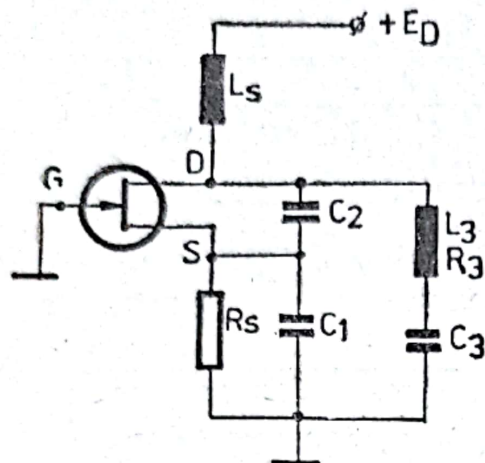


Fig. 3.39. Schema de principiu a unui oscilator Clapp cu tranzistor cu efect de câmp în montaj grilă comună.

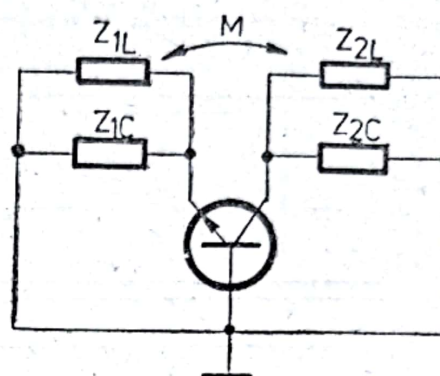


Fig. 3.40. Forma generală a unui oscilator cu reacție inductivă în montaj bază comună.

efect de câmp în montaj grilă comună este dată în fig. 3.39. Relațiile stabilite anterior rămân valabile și în cazul acestui oscilator.

În fig. 3.40 este arătată forma generală a unui oscilator cu reacție inductivă în montaj bază comună. Dacă se înlocuiește tranzis-

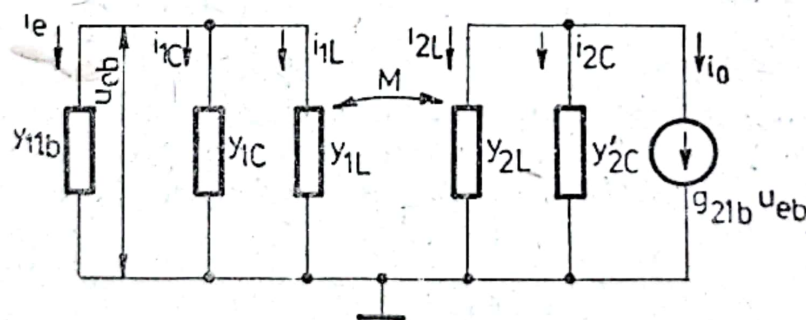


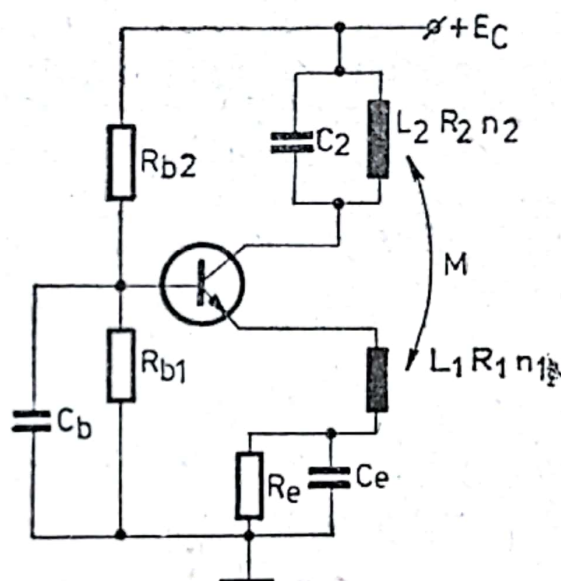
Fig. 3.41. Circuitul echivalent al oscilatorului cu reacție inductivă în montaj bază comună.

torul cu circuitul său echivalent în montaj bază comună se obține circuitul din fig. 3.41, unde admitanța de ieșire a tranzistorului y_{22b} este inclusă în admitanța $y_{2c}^l = y_{2c} + y_{22b}$.

Aplicind legile lui Kirchhoff se obține următorul sistem de ecuații:

$$\begin{aligned}
 i_e + i_{1C} + i_{2L} &= 0 \\
 i_0 + i_{2C} + i_{2L} &= 0 \\
 \frac{i_{1L}}{y_{1L}} + \frac{i_{2L}}{y_M} &= \frac{i_e}{y_{11b}} \\
 \frac{i_{1C}}{y_{1C}} &= \frac{i_e}{y_{11b}} \\
 \frac{i_{2L}}{y_{2L}} + \frac{i_{1L}}{y_M} &= \frac{i_{2C}}{y'_{2c}}
 \end{aligned} \quad (3.113)$$

Fig. 3.42. Schema de principiu a unui oscilator cu circuit acordat în colector în montaj bază comună.



Procedind în mod analog ca la oscilatorul cu reacție cu divizor de tensiune se obține condiția de oscilație a lui Barkhausen de forma:

$$\overline{A_t} \overline{\gamma} = \frac{-g_{21b} y_{1L} y_{2L} y_M}{y_M^2 (y_{2L} + y'_{2c}) (y_{1L} + y_{1C} + y_{11b}) - y_{1L} y_{2L} y'_{2c} (y_{1C} + y_{11b})} = 1 \quad (3.114)$$

Oscilatorul cu circuit acordat în colector sau drenă. În fig. 3.42 este prezentat oscilatorul cu circuit acordat în colector.

Admitanțele rețelei de reacție sînt date de:

$$\begin{aligned}
 y_{1C} &= 0 & y_{2L} &= \frac{1}{R_2 + j\omega L_2} \\
 y_{1L} &= \frac{1}{j\omega L_1} & y'_{2c} &= j\omega C_2 + \frac{1}{R_{22b}} + j\omega C_{22b} \\
 y_M &= \frac{1}{j\omega M}
 \end{aligned} \quad (3.115)$$

Cînd $k=1$, $\frac{L_2}{L_1} = \frac{n_2^2}{n_1^2} = n^2$ și ținînd cont că $R_{22b} \gg R_{11b}$ frecvența de oscilație rezultă:

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1 + \frac{R_2}{R_{22b}}}{L_2 C + L_1 R_2 \left(\frac{C_2 + C_{22b}}{R_{11b}} \right)}} \quad (3.116)$$

unde:

$$C = C_2 + C_{22b} + \frac{C_{11b}}{n^2} \quad (3.117)$$

Se constată că relația (3.116) are o formă identică cu relația (3.39) de la oscilatorul cu circuit acordat în colector în montaj emitor comun. Ultimul termen al acestei relații reprezintă capacitatea reflectată din circuitul emitorului.

Cînd rezistența de pierderi R_3 este mică și este îndeplinită inegalitatea:

$$C_2 \gg C_{22b} + \frac{C_{11b}}{n^2} \quad (3.118)$$

frecvența de oscilație devine egală cu frecvența de rezonanță a circuitului derivație $L_2 C_2$:

$$f \simeq f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_2 C_2}} \quad (3.119)$$

Condiția de amorsare a oscilațiilor este dată de:

$$g_{21b} \gg -\frac{M}{L_2} \frac{1}{R_{11b}} - \frac{L_2}{M} \frac{1}{R_{22b}} - \frac{R_2(C_2 + C_{22b})}{M} - \frac{L_1 R_2}{M R_{11b} R_{22b}} \quad (3.120)$$

Deoarece $R_{22b} \gg R_{11b}$ și dacă rezistența de pierderi R_2 este mică atunci relația de mai sus se reduce la:

$$g_{21b} \gg -\frac{M}{L_2} \frac{1}{R_{11b}} \quad (3.121)$$

pentru $k=1$:

$$g_{21b} \gg -\frac{1}{n} \frac{1}{R_{11b}} \quad (3.122)$$

Aceste relații sînt identice cu cele de la oscilatorul cu circuit acordat în colector în montaj emitor comun. Oscilatorul cu circuit acordat în drenă este arătat în fig. 3.43.

Relațiile stabilite anterior rămîn valabile și în cazul acestui oscilator.

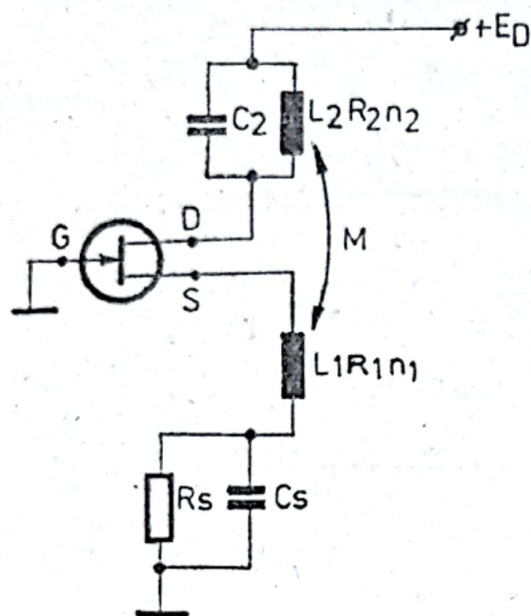


Fig. 3.43. Schema de principiu a unui oscilator cu circuit acordat în drenă în montaj grilă comună.

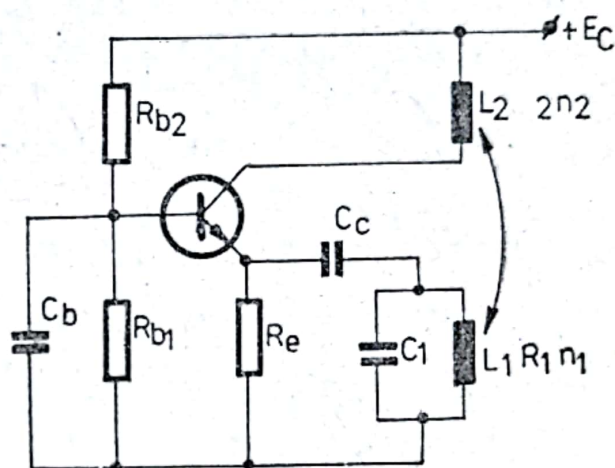


Fig. 3.44. Schema de principiu a unui oscilator cu circuit acordat în emitor în montaj bază comună.

Oscilatorul cu circuit acordat în emitor sau sursă. Schema de principiu a unui oscilator cu circuit acordat în emitor este dată în fig. 3.44. Admitanțele rețelei de reacție sînt:

$$\begin{aligned} y_{1C} &= j\omega C_1 & y_{2C} &= 0 \\ y_{1L} &= \frac{1}{R_1 + j\omega L_1} & y_{2L} &= \frac{1}{j\omega L_2} \\ y_M &= \frac{1}{j\omega M} & y'_{2C} &= y_{22b} \end{aligned} \quad (3.123)$$

Pentru $k=1$ și $\frac{L_1}{L_2} = \frac{n_1^2}{n_2^2} = n^2$ frecvența de oscilație este dată de:

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1 + \frac{R_1}{R_{11b}}}{L_1 C + L_2 R_1 \left(\frac{C_1 + C_{11b}}{R_{22b}} + \frac{C_{22b}}{R_{11b}} \right)}} \quad (3.124)$$

unde:

$$C = C_1 + C_{11b} + \frac{C_{22b}}{n^2} \quad (3.125)$$

Ultimul termen al acestei relații reprezintă capacitatea reflectată din circuitul de colector.

Cînd rezistența de pierderi R_1 este mică și este îndeplinită condiția:

$$C_1 \gg C_{11b} + \frac{C_{22b}}{n^2} \quad (3.126)$$

frecvența de oscilație devine egală cu frecvența de rezonanță a circuitului derivație $L_1 C_1$:

$$f \simeq f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_1}} \quad (3.127)$$

Condiția de amorsare a oscilațiilor are forma:

$$g_{21b} \gg -\frac{L_1}{M} \frac{1}{R_{11b}} - \frac{M}{L_1} \frac{1}{R_{22b}} - \frac{R_1(C_1 + C_{11b})}{M} - \frac{L_2 R_1}{M R_{11b} R_{22b}} \quad (3.128)$$

Dacă rezistența de pierderi R_1 este mică și deoarece $R_{22b} \ll R_{11b}$ această relație devine:

$$g_{21b} \gg -\frac{L_1}{M} - \frac{1}{R_{11b}} \quad (3.129)$$

Pentru $k=1$:

$$g_{21b} \gg -n \frac{1}{R_{11b}} \quad (3.130)$$

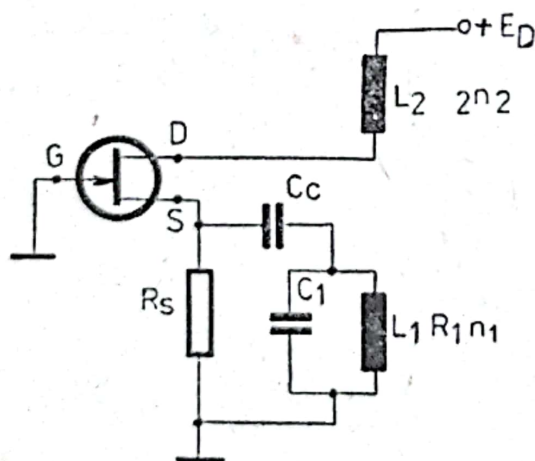


Fig. 3.45. Schema de principiu a unui oscilator cu circuit acordat în sursă în montaj grilă comună.

Se constată că relațiile care dau frecvența de oscilație și condiția de amorsare a oscilațiilor sînt identice cu cele de la oscilatorul cu circuit acordat în bază în montaj emitor comun. În fig. 3.45 este arătat oscilatorul cu circuit acordat în sursă. Relațiile stabilite ante-

rior rămân valabile și în cazul acestui oscilator. Din cauza valorilor mici ale rezistențelor R_{11b} și R_{11g} care șuntează circuitul acordat condensatorul C_c este conectat de obicei la o priză a bobinei, L_1 . În cazul utilizării oscilatorului ca sursă de frecvență este necesar ca impedanța de sarcină a lui $R_s \gg R_{22b}$ sau R_{22g} . Când oscilatorul este utilizat ca sursă de putere se vor înlocui R_{22b} sau R_{22g} în relațiile care dau condiția de amorsare a oscilațiilor cu rezistențele echivalente $\frac{R_{22b}R_s}{R_{22b}+R_s}$ și respectiv $\frac{R_{22g}R_s}{R_{22g}+R_s}$.

Exemplu de calcul. Se cere să se calculeze un oscilator Colpitts în montaj bază comună, care să aibă frecvența de oscilație $f = 20$ MHz. Tranzistorul BF180 are următorii parametri de catalog: $P_{dmax} = 150$ mW, $U_{cb} = 10$ V, $I_e = 2$ mA, $U_{be} = 0,75$ V, $g_{11b} = \frac{1}{R_{11b}} = 65$ mmho, $R_{11b} = 15,4 \Omega$, $b_{11b} = \omega C_{11b} = -1,7$ mmho, $C_{11b} = -13,5$ pF, $|y_{21b}| = 60$ mmho, $\varphi_{21b} = 180^\circ$, $g_{21b} = |y_{21b}| \cos \varphi_{21b} = -60$ mmho, $C_{22b} = 1$ pF, $\beta_{min} = 15$.

Pentru a satisface condiția de oscilație în cazul dispersiei caracteristicilor statice ale tranzistorului se alege: $g_{21b}R_{11b} = -\left(\frac{1}{2} \div \frac{1}{4}\right)$ și va rezulta $C_2 \leq C_1 \leq 3 C_2$. Pentru $C_2 = 150$ pF vom obține $C_1 = 2 C_2 = 300$ pF ($C_1 \gg C_{11b}$) și va rezulta:

$$C = \frac{300 \times 150}{300 + 150} = 100 \text{ pF}$$

Din relația (3.104) obținem:

$$L = \frac{1}{(6,28 \times 20 \times 10^6)^2 \times 100 \times 10^{-12}} = 0,63 \mu\text{H}$$

Circuitul de polarizare al tranzistorului este calculat pentru a obține o stabilitate termică a punctului de funcționare. Factorul de stabilitate este dat de :

$$S = \frac{R_b}{R_e} + 1$$

luăm $S = 3$ și rezultă $\frac{R_b}{R_e} = 2$

Rezistența din emitor

$$R_e = \frac{E_c - U_{ce}}{I_e} = \frac{12 - (10 + 0,75)}{2 \times 10^{-3}} = 620 \Omega$$

Deci $R_b = 1,24 \text{ K}\Omega$

Tensiunea U_b este dată de:

$$U_b = \left(\frac{I_e}{1 + \beta_{min}} \right) [R_b + (1 + \beta_{min}) R_e] + U_{be} = 2,15 \text{ V}$$

și din relațiile:

$$U_b = \frac{R_{b1}}{R_{b1} + R_{b2}} E_c$$

$$R_b = \frac{R_{b1} R_{b2}}{R_{b1} + R_{b2}}$$

rezultă: $R_{b1} \approx 1,5 \text{ K}\Omega$ și $R_{b2} \approx 6,8 \text{ K}\Omega$. În fig. 3.46 este reprezentat oscilatorul Colpitts cu valorile rezultate din exemplul de calcul.

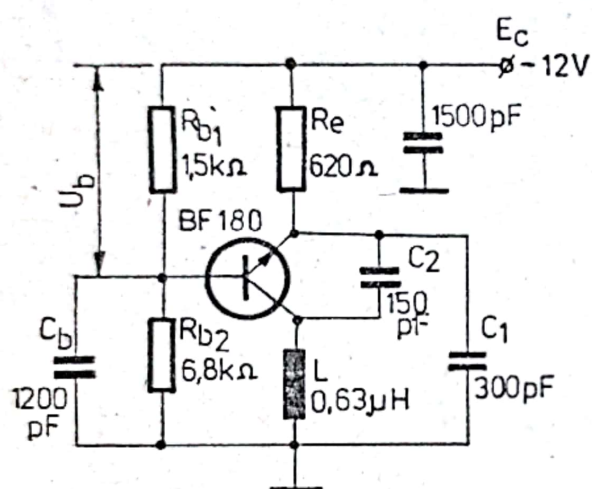


Fig. 3.46. Schema oscilatorului Colpitts în montaj bază comună cu valorile rezultate din exemplul de calcul.

Acest oscilator a fost realizat experimental și la înlocuirea a zece tranzistoare frecvența de oscilație a rămas între limitele 20,024—19,987 MHz. Amplitudinea tensiunii alternative măsurată în colector a fost de 5 V.

3.4. Oscilatoare LC cu rezistență negativă (diodă tunel)

O diodă tunel este constituită dintr-o mică joncțiune pn care conține concentrații mari de impurități în ambele regiuni p și n . Această densitate mare de impurități face ca regiunea de barieră a joncțiunii, denumită și regiune de sarcină spațială, să fie suficient de îngustă astfel încât și golurile și electronii să poată trece prin joncțiune prin efect tunel.

În fig. 3.47 este reprezentată caracteristica $I_d=f(U_d)$ a unei diode tunel. Pe porțiunea AB a caracteristicii dioda tunel prezintă o rezistență negativă $-r$.

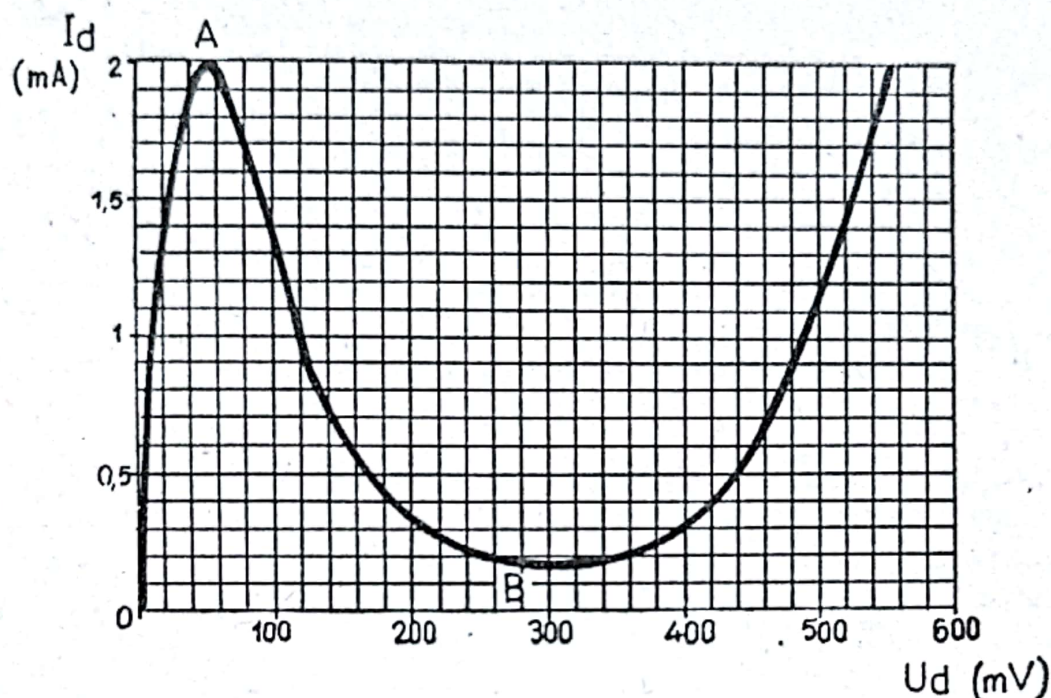
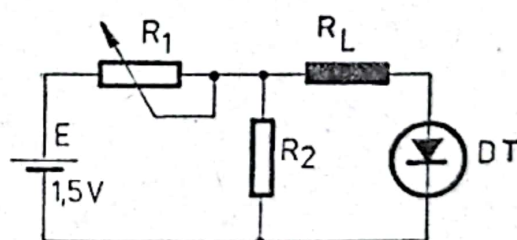


Fig. 3.47. Caracteristica $I_d=f(U_d)$ a unei diode tunel.

Schema de principiu a celui mai simplu oscilator cu diodă tunel, în care dioda este conectată în serie cu bobina L , este arătată în fig. 3.48.

Fig. 3.48. Schema de principiu a unui oscilator cu diodă tunel în montaj serie.



Punctul de funcționare al diodei tunel se alege la mijlocul porțiunii AB , care corespunde unei tensiuni U_d de ordinul zecimilor de volt. De aceea dioda se alimentează de la o tensiune de 1,5 V prin intermediul divizorului de tensiune R_1, R_2 .

Circuitul echivalent al acestui oscilator este prezentat în fig. 3.49. S-a notat cu R_L rezistența de pierderi a bobinei L , circuitul echivalent al diodei tunel fiind format din inductanța L_d , rezistența R_d ,

capacitatea C_d și rezistența negativă $-\rho$. Rezistența R_d și inductanța L_d sînt rezistența și respectiv inductanța conductorilor de legătură cu semiconductorul, C_d reprezintă capacitatea joncțiunii și $-\rho$ rezistența negativă pe porțiunea AB a caracteristicii $I_d=f(U_d)$.

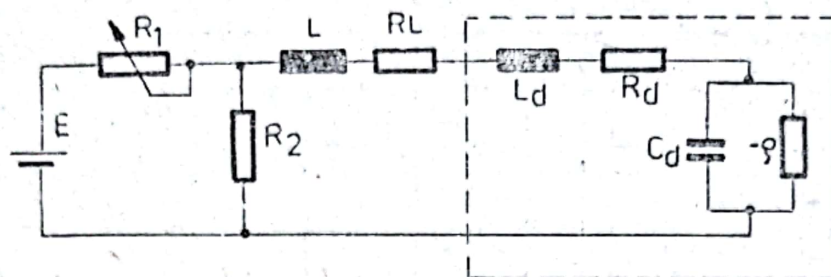


Fig. 3.49. Circuitul echivalent al oscilatorului cu diodă tunel în montaj serie.

Parametrii diodei nu depind de frecvență și de poziția punctului de funcționare. Însă valoarea lui $-\rho$ depinde de punctul de funcționare ales de pe porțiunea AB a caracteristicii. Valorile tipice ale acestor parametri pentru o diodă tunel care are un curent maxim de 10 mA sînt: $L_d \simeq 5$ nH, $R_d \simeq 1 \Omega$, $-\rho = -25 \Omega$ și $C_d \simeq 10-20$ pF. Alți parametri ai diodei tunel sînt: curentul maxim I_{dmax} și tensiunea lui corespunzătoare U_{d1} și curentul minim I_{dmin} și tensiunea acestuia U_{d2} . Acești parametri sînt luați de pe caracteristica $I_d=f(U_d)$. Pentru circuitul echivalent al diodei se poate scrie impedanța:

$$Z_t = R_d + j\omega L_d + \frac{1}{j\omega C_d - \frac{1}{\rho}} \quad (3.131)$$

Frecvența de tăiere rezistivă este frecvența la care partea reală a impedanței Z_t se anulează:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\rho C_d} \sqrt{\frac{\rho}{R_d} - 1} \quad (3.132)$$

Frecvența de rezonanță este frecvența pentru care partea imaginară a lui Z_t este egală cu zero:

$$f_{t0} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_d C_d} - \frac{1}{(\rho C_d)^2}} \quad (3.133)$$

Dacă dioda tunel este alimentată de la o sursă de tensiune a cărei rezistență este mai mică decît ρ și $f_{t0} < f_r$ se vor obține osci-

lații pe o frecvență dată de relația (3.133). Aceste oscilații sînt limitate numai de punctele A și B ale caracteristicii și prin urmare ele vor fi puternic distorsionate. Oscilații sinusoidale stabile se pot obține numai cînd $f_{to}=f_r$ și $\rho^2=\frac{L_d}{C_d}$. Din condiția de egalitate a celor două frecvențe rezultă că $R_d=\frac{L_d}{\rho C_d}$.

Puterea maximă de ieșire dată de dioda tunel este:

$$P=\frac{1}{8}(I_{dmax}-I_{dmin})(U_{d2}-U_{d1}) \quad (3.134)$$

Un oscilator cu diodă tunel va lucra la o frecvență de oscilație mai joasă decît frecvența de rezonanță f_{to} . Pentru oscilatorul serie din fig. 3.48 frecvența de oscilație este dată de:

$$f=\frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{1}{L_t C_d}-\frac{R_t}{L_t C_d \rho}} \quad (3.135)$$

unde:

$$L_t=L+L_d$$

$$R_t=R_L+R_d+\frac{R_1 R_2}{R_1+R_2} \quad (3.136)$$

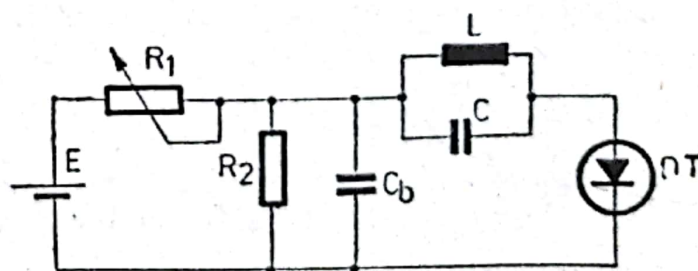
Condițiile de amorsare a oscilațiilor sînt:

$$R_t < \rho \quad (3.137)$$

$$\rho < \frac{L_t}{R_t C_d} \quad (3.138)$$

Pentru a avea distorsiuni mici se lucrează la limita de amorsare a oscilațiilor pentru care $\rho \simeq \frac{L_t}{R_t C_d}$. Acest oscilator serie nu are o sta-

Fig. 3.50. Schema de principiu a unui oscilator cu diodă tunel în montaj derivație.



bilitate prea bună și de aceea în practică se utilizează mai mult oscilatorul de tip derivație (fig. 3.50) sau serie-derivație (fig. 3.51). La frecvențe mai joase se utilizează oscilatorul serie-derivație la

care s-a conectat în paralel cu dioda tunel un condensator C_1 . Frecvența de rezonanță este în acest caz:

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_t(C+C_1+C_d)} - \frac{1}{\rho^2(C_1+C_d)(C+C_1+C_d)}} \quad (3.139)$$

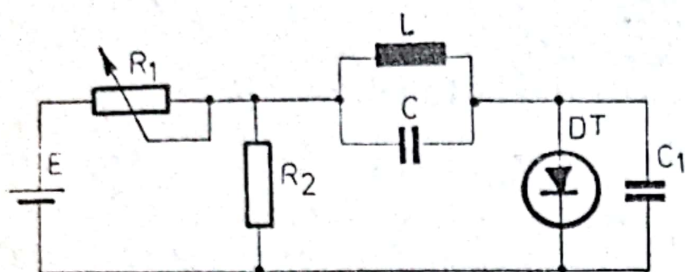


Fig. 3.51. Schema de principiu a unui oscilator cu diodă tunel în montaj serie-derivație.

Condiția de amorsare a oscilațiilor este:

$$\rho \approx [1 + (2\pi f\rho)^2(C_1+C_d)^2] \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad (3.140)$$

Deoarece la circuitul derivație $\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$ este scurtcircuitată de condensatorul C_b , condiția de amorsare a oscilațiilor în acest caz este:

$$\rho \approx \frac{L_t}{(R_L + R_d)(C + C_d)} \quad (3.141)$$

Valoarea rezistenței R_2 se alege $R_2 = (0,2 \div 0,3)R_d$.

În concluzie se poate spune că oscilatorul serie este cel mai simplu, are cea mai ridicată frecvență de oscilație, însă este cel mai instabil; oscilatorul derivație furnizează cea mai mare putere, iar oscilatorul serie-derivație are cea mai bună stabilitate și formă de undă.

3.5. Stabilitatea frecvenței și amplitudinii oscilațiilor

3.5.1. Stabilitatea frecvenței

Stabilitatea frecvenței unui oscilator poate fi exprimată prin raportul dintre variația relativă a frecvenței și variația relativă a factorului care provoacă această variație de frecvență: $\frac{\Delta_{f/f}}{\Delta_{x/x}}$. Oscilatoarele realizate în practică trebuie să aibă o stabilitate a frecvenței mai bună de 10^{-3} . Principalii factori care determină instabilitatea unui oscilator sînt:

- variația temperaturii și umidității mediului ambiant;
- variația tensiunilor de alimentare;
- variația impedanței de sarcină a oscilatorului;
- deformațiile mecanice ale pieselor și influența cuplajelor electrice și magnetice;

— variația în timp a elementelor circuitului oscilant, din cauza îmbătrânirii materialelor sau degradărilor.

Variația temperaturii și umidității mediului ambiant. Frecvența de oscilație depinde în principal de elementele L , R , C ale circuitului oscilant. La modificarea temperaturii mediului ambiant variază rezistivitatea conductorului din care este confecționată bobina, deci variază rezistența în curent continuu a acesteia. Pentru cupru, coeficientul de temperatură al rezistivității este de $0,004/^{\circ}\text{C}$. Variația rezistivității în funcție de temperatură influențează efectul pelicular și de proximitate, ceea ce are ca urmare variația inductanței L . De asemenea, va fi modificată și rezistența de pierderi în curent alternativ. Deoarece însă efectul pelicular și de proximitate depind de frecvență, rezultă că și coeficientul de temperatură al inductanței depinde de frecvență.

Influența variației rezistivității asupra coeficientului de temperatură al inductanței este mică la frecvențe mai coborâte, unde efectul pelicular și de proximitate este mai puțin pronunțat. Această influență este de asemenea mică la frecvențe foarte înalte, unde efectul pelicular și de proximitate este foarte puternic. Între aceste limite de frecvențe, unde efectul pelicular și de proximitate este moderat, influența temperaturii asupra inductanței este maximă. Variațiile temperaturii modifică și dimensiunile geometrice ale bobinei producând variații ale inductanței L . Dependența dintre dimensiunile bobinei și temperatură este influențată de o serie întreagă de factori.

În cazul ideal, când înfășurarea este liberă și se dilată conform coeficientului de dilatare liniară al conductorului, coeficientul de temperatură al inductanței ar fi identic cu coeficientul de dilatare liniară al conductorului. În realitate însă, tensiunile existente de obicei în conductor dau naștere unei variații suplimentare a dimensiunilor, ceea ce duce la un coeficient de temperatură care depășește de câteva ori coeficientul de dilatare liniară. Când înfășurarea este bobinată pe o carcasă, aceasta din urmă limitează variația dimensiunilor. Variații mici ale dimensiunilor cu temperatura se obțin la bobinele cu un singur strat de spire înfășurate pe o carcasă cu un coeficient de dilatare mic. Dacă se înfășoară la cald un conductor din invar acoperit cu cupru sau argint pe o carcasă

de ceramică se poate obține o inductanță cu un coeficient de temperatură de aproximativ 10^{-6} pentru 1°C .

În cazul bobinelor cu miez din material magnetic coeficientul de temperatură al inductanței este determinat în principal de coeficientul de temperatură al permeabilității efective μ_{ef} . Coeficientul de temperatură este invers proporțional cu mărimea întrefierului δ .

Dacă valoarea L a inductanței unei bobine crește la o valoare $L + \Delta L$ pentru o variație de temperatură de la T la $T + \Delta T$, coeficientul de temperatură al inductanței este dat de:

$$\alpha_L = \frac{1}{L} \frac{\Delta L}{\Delta T} [10^{-6}/^{\circ}\text{C} \text{ sau ppm}/^{\circ}\text{C}] \quad (3.142)$$

unde: ppm=parts per million.

Acest coeficient este pozitiv deoarece influența temperaturii asupra bobinei se manifestă prin creșterea valorii inductanței la creșterea temperaturii.

Pentru bobine de tip universal sau fagure, cu mai multe straturi valoarea coeficientului de temperatură este de aproximativ $150 \cdot 10^{-6}$. Pentru bobinele cu un singur strat realizate pe o carcasă de ceramică acest coeficient este de ordinul $30 \cdot 10^{-6}$.

La un condensator variația temperaturii provoacă modificarea capacității lui prin modificarea constantei dielectrice a materialului izolant și a dimensiunilor sale geometrice.

Coeficientul de temperatură al unui condensator se definește în mod analog:

$$\alpha_C = \frac{1}{C} \frac{\Delta C}{\Delta T} [10^{-6}/^{\circ}\text{C} \text{ sau ppm}/^{\circ}\text{C}] \quad (3.143)$$

După natura materialului dielectric utilizat, se pot realiza condensatoare cu coeficient de temperatură pozitiv sau negativ. De exemplu, condensatoarele cu mică argintată au $\alpha_c = (0 \div 75) 10^{-6}$, iar condensatoarele ceramice cu coeficient de temperatură pozitiv au $\alpha_c = (0 \div 100) 10^{-6}$; în schimb, condensatoarele ceramice cu coeficient de temperatură negativ cu ticond au $\alpha_c = -(100 \div 1\,000) 10^{-6}$, cele cu condensa N au $\alpha_c = -(340 \div 380) 10^{-6}$, iar cele cu condensa F sau C au $\alpha_c = -(700 \div 740) 10^{-6}$. Condensatoarele cu polistiren (styroflex) au $\alpha_c = -(150 \pm 50) 10^{-6}$.

Deoarece frecvența de oscilație a oscilatorului este o funcție de elementele L și C ale circuitului derivației se poate scrie expresia diferențialei totale:

$$df = \left(\frac{\partial f}{\partial L} \right)_{C=ct} dL + \left(\frac{\partial f}{\partial C} \right)_{L=ct} dC \quad (3.144)$$

Deoarece L și C sînt funcții de temperatura T se obține:

$$\frac{df}{dT} = \left(\frac{\partial f}{\partial L}\right) \frac{dL}{dT} + \left(\frac{\partial f}{\partial C}\right) \frac{dC}{dT} \quad (3.145)$$

Dacă frecvența oscilatorului este dată de relația:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (3.146)$$

se obține:

$$\left(\frac{\partial f}{\partial L}\right)_{C=ct} = -\frac{f}{2L} \quad \text{și} \quad \left(\frac{\partial f}{\partial C}\right)_{L=ct} = -\frac{f}{2C} \quad (3.147)$$

Înlocuind aceste derivate în relația (3.145) se obține:

$$\frac{1}{f} \frac{df}{dT} = -\frac{1}{2} \left(\frac{1}{L} \frac{dL}{dT} + \frac{1}{C} \frac{dC}{dT} \right) \quad (3.148)$$

sau coeficientul de temperatură al frecvenței:

$$\alpha_f = -\frac{1}{2} (\alpha_L + \alpha_C) \quad (3.149)$$

Un calcul similar poate fi aplicat și în cazul a doi condensatori legați în serie sau în paralel.

Dacă cei doi condensatori C_1 și C_2 au coeficienții de temperatură α_{C_1} și α_{C_2} și condensatorul rezultat C are coeficientul α_C se poate scrie:

$$\frac{dC}{dT} = \left(\frac{\partial C}{\partial C_1}\right)_{C_2=ct} \frac{dC_1}{dT} + \left(\frac{\partial C}{\partial C_2}\right)_{C_1=ct} \frac{dC_2}{dT} \quad (3.150)$$

Pentru C_1 și C_2 legați în serie:

$$C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \quad (3.151)$$

Derivata parțială este:

$$\left(\frac{\partial C}{\partial C_1}\right)_{C_2=ct} = \left(\frac{C_2}{C_1 + C_2}\right)^2 \quad \text{și} \quad \left(\frac{\partial C}{\partial C_2}\right)_{C_1=ct} = \left(\frac{C_1}{C_1 + C_2}\right)^2 \quad (3.152)$$

În final se obține:

$$\alpha_C = \left(\frac{C_2}{C_1 + C_2}\right) \alpha_{C_1} + \left(\frac{C_1}{C_1 + C_2}\right) \alpha_{C_2} \quad (3.153)$$

În mod similar pentru C_1 și C_2 conectați în paralel ($C = C_1 + C_2$):

$$\alpha_C = \left(\frac{C_1}{C_1 + C_2}\right) \alpha_{C_1} + \left(\frac{C_2}{C_1 + C_2}\right) \alpha_{C_2} \quad (3.154)$$

Dacă în circuitul oscilant LC al unui oscilator condensatorul C este realizat din două condensatoare C_1 și C_2 conectate în paralel (fig. 3.52) avînd coeficienții de temperatură unul pozitiv și altul negativ, se poate obține o compensare termică a circuitului.

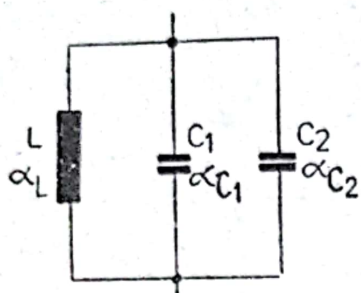


Fig. 3.52. Schema de compensare termică.

Notînd cu α_L coeficientul de temperatură al inductanței și cu α_C coeficientul de temperatură al condensatorului C obținut prin conectarea în paralel a lui C_1 și C_2 ($C=C_1+C_2$) din relația (3.149) rezultă că pentru compensarea coeficientului pozitiv de temperatură al bobinei trebuie să existe egalitatea:

$$\alpha_L = -\alpha_C \quad (3.155)$$

Cunoscînd valorile lui α_C și C și alegînd coeficienții de temperatură α_{C1} și α_{C2} se pot determina valorile condensatoarelor C_1 și C_2 (3.154). Cu cît valoarea lui α_C este mai apropiată de cea a lui α_L , cu atît este mai bună stabilitatea frecvenței circuitului oscilant cu temperatura. Un calcul rapid pentru determinarea valorilor condensatoarelor C_1 și C_2 poate fi efectuat cu ajutorul nomogramei din fig. 3.53.

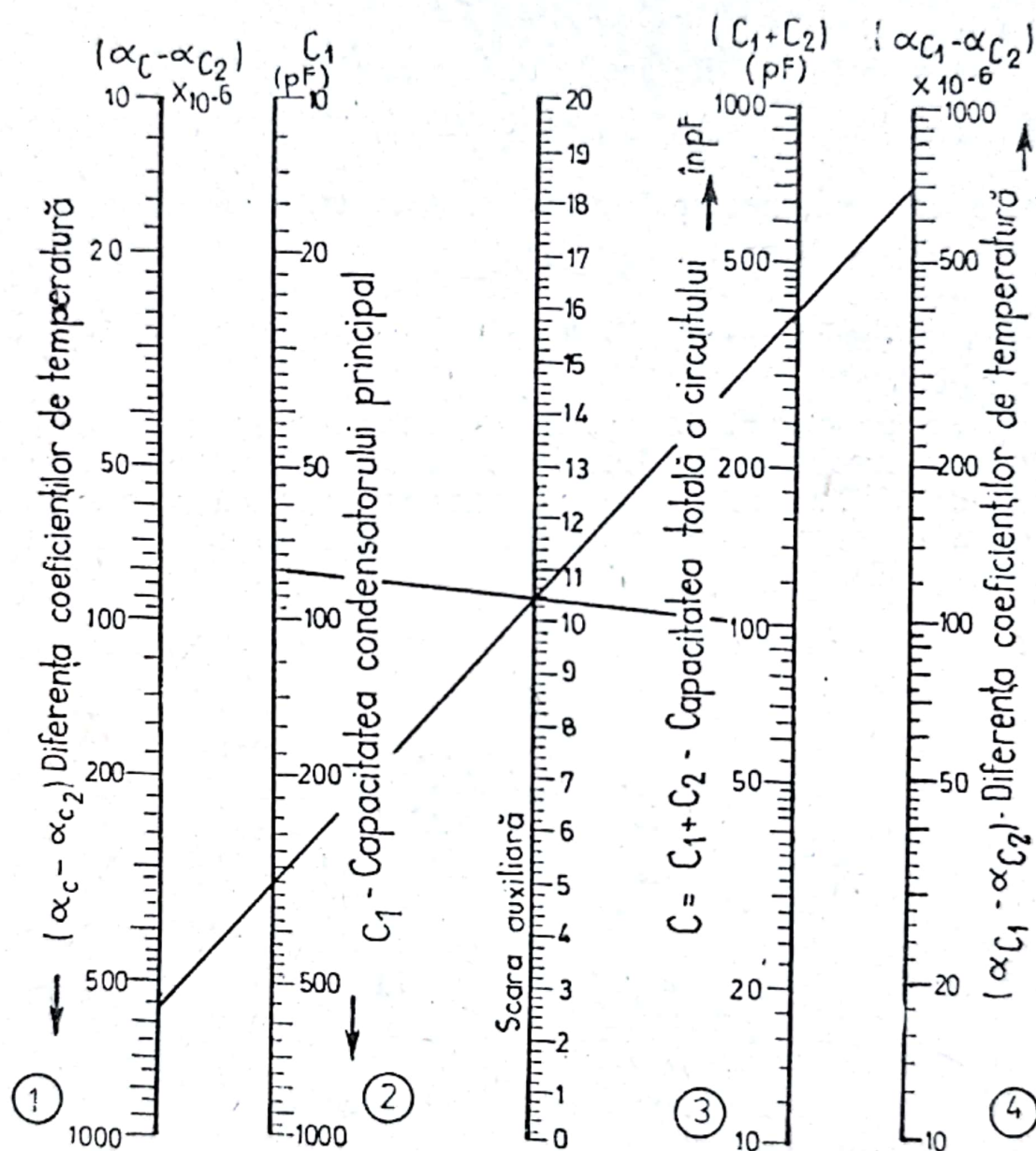
Exemplu. Se cunosc: coeficientul de temperatură al bobinei $\alpha_L = 30 \cdot 10^{-6}$, valoarea condensatorului $C = 100$ pF, coeficientul de temperatură a lui C_1 , $\alpha_{C1} = 100 \cdot 10^{-6}$ și coeficientul de temperatură a lui C_2 , $\alpha_{C2} = -600 \cdot 10^{-6}$. Coeficientul de temperatură necesar al condensatorului C este $\alpha_C = -\alpha_L = -30 \cdot 10^{-6}$. Se fixează pe scările nomogramei $(\alpha_C - \alpha_{C2}) = (-30 + 600) \cdot 10^{-6} = 570 \cdot 10^{-6}$ și $(\alpha_{C1} - \alpha_{C2}) = (100 + 600) \cdot 10^{-6} = 700 \cdot 10^{-6}$ și unind aceste puncte se obține pe scara auxiliară punctul 10,4. Unind acest punct cu valoarea lui $C = 100$ pF de pe scara 3 se obține pe scara 2 valoarea lui $C_1 \approx 80$ pF, iar $C_2 = C - C_1 = 20$ pF.

Dacă nu dispunem de coeficientul de temperatură al inductanței L se măsoară frecvența de oscilație la două temperaturi diferite cu aproximativ 10°C . În acest caz coeficientul de temperatură al frecvenței:

$$\alpha_f' = \frac{1}{f_1} \left(\frac{f_2 - f_1}{T_2 - T_1} \right) \quad (3.156)$$

și relația (3.149) se scrie:

$$\alpha'_f = -\frac{1}{2} (\alpha_L + \alpha_c) \quad (3.157)$$



Schema de utilizare

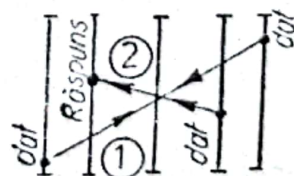


Fig. 3.53. Nomogramă pentru calculul compensării termice.

unde α'_c reprezintă coeficientul de temperatură al condensatorului echivalent. În cazul circuitului compensat se poate scrie o relație similară:

$$\alpha_f'' = -\frac{1}{2}(\alpha_L + \alpha_c'') \quad (3.158)$$

Prin eliminarea lui α_L din aceste ultime două relații:

$$\alpha_c'' = \alpha_c' + 2(\alpha_f' - \alpha_f'') \quad (3.159)$$

Deoarece valoarea necesară a lui α_f'' este egală cu zero, rezultă:

$$\alpha_c'' = \alpha_c' + 2\alpha_f' \quad (3.160)$$

Din această relație rezultă valoarea necesară a lui α_c'' pentru a obține $\alpha_f'' = 0$.

Exemplu de calcul. Pentru oscilatorul Clapp din fig. 3.54 care generează o frecvență de 15,5 MHz la o temperatură a mediului ambiant de 25°C se calculează compensarea termică necesară știind că pentru o temperatură de 35°C frecvența de oscilație este de 15·498,880 KHz.

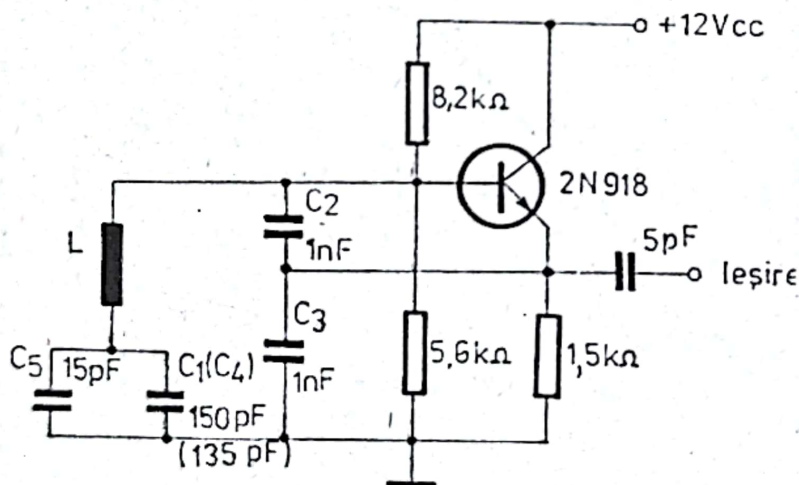


Fig. 3.54. Oscilator Clapp compensat termic.

Coeficientul de temperatură al frecvenței:

$$\alpha_f' = \frac{15 \cdot 498,880 - 15 \cdot 500}{15 \cdot 500 (35 - 25)} \approx -7 \text{ ppm/}^\circ\text{C}.$$

De unde rezultă:

$$C_4 = 135 \text{ pF}; \quad C_5 = 15 \text{ pF}$$

S-a constatat experimental că pentru o variație de temperatură de 10°C s-a obținut o deviație de frecvență a oscilatorului compensat

termic de 450 Hz ceea ce reprezintă un coeficient de temperatură al frecvenței egal cu +3 ppm/°C.

În cazul oscilatoarelor cu frecvența variabilă, termocompensarea se realizează pentru două frecvențe din gamă. Pentru a micșora efectul umidității asupra stabilității frecvenței se impregnează bobina cu o cerezină cu pierderi mici. Efectul variațiilor temperaturii asupra elementelor circuitului oscilant poate fi micșorat foarte mult prin termostatarea oscilatorului.

Variația tensiunilor de alimentare. După cum se poate vedea, la toate oscilatoarele cu tranzistoare, în relațiile care dau frecvența de oscilație intervin parametrii tranzistorului. Variația acestor parametri va duce la o variație a frecvenței de oscilație. Variația parametrilor tranzistorului poate fi cauzată de variația tensiunii de alimentare și de variația temperaturii mediului ambiant. Deoarece parametrii tranzistorului variază cu punctul static de funcționare, rezultă că este necesar să se stabilizeze tensiunea de alimentare de colector sau de drenă. Variația temperaturii duce de asemenea la o variație a punctului static de funcționare. În plus, temperatura are un efect important asupra capacității de intrare bază-emitor a tranzistorului care este dată de relația:

$$C_{be} \approx \frac{eI_{e0}}{kT2\pi f_a} \quad (3.161)$$

unde e este sarcina electronului, I_{e0} curentul de polarizare de emitor ($I_{e0} \approx I_{c0}$), k constanta lui Boltzmann, T temperatura în °K și f_a frecvența de tăiere în montaj bază comună. Această capacitate, a cărei valoare poate ajunge pînă la cîțiva zeci de picofarazi, este direct proporțională cu mărimea curentului de emitor. Acest curent crește cu temperatura mărind astfel valoarea capacității. Influența temperaturii poate fi micșorată utilizînd un circuit de polarizare cu divizor rezistiv în circuitul bazei. Pentru a obține rezultate mai bune se va înlocui rezistența R_{b1} din baza tranzistorului cu un termistor. La creșterea temperaturii rezistența termistorului scade, ceea ce are ca rezultat o scădere a tensiunii E_b și deci a curentului de polarizare al bazei I_{b0} pînă cînd este micșorat în mod corespunzător curentului de emitor I_{e0} . Prin alegerea potrivită a caracteristicilor termistorului influența temperaturii asupra frecvenței de oscilație poate fi redusă la minimum.

În cazul tranzistoarelor cu efect de cîmp, influența temperaturii asupra capacității de intrare grilă-sursă este mai mică. Această capacitate crește cu temperatura datorită scăderii tensiunii de polarizare a grilei. Stabilitatea frecvenței poate fi îmbunătățită prin

conectarea unei diode în paralel pe rezistența R_g , așa cum se vede în fig. 3.55. În acest mod se obține o polarizare fixă a porții.

Pentru a reduce influența parametrilor tranzistorului asupra frecvenței de oscilație este necesar să se utilizeze în circuitul oscilant o bobină cu un factor de calitate ridicat, deci cu o rezistență de pierderi mică. De asemenea, trebuie să se aleagă un raport $\frac{C}{L}$ mare

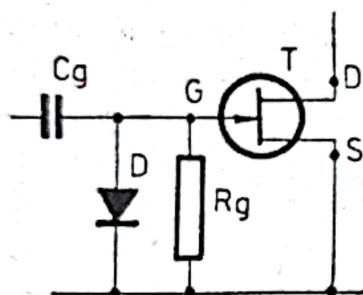


Fig. 3.55. Compensare termică cu o diodă la un tranzistor cu efect de câmp.

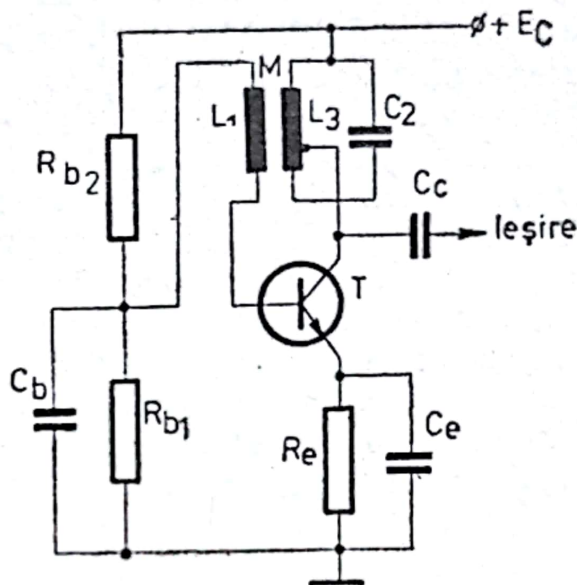


Fig. 3.56. Oscilator cu circuit acordat în colector cu priză pe bobină.

pentru a reduce influența capacităților de intrare și de ieșire ale tranzistorului și pentru a obține filtrarea armonicilor. Impedanțele mici de intrare și de ieșire prezentate de tranzistor influențează puternic parametrii circuitului oscilant producând amortizarea lui. Pentru a elimina acest neajuns trebuie să fie realizat un cuplaj cât mai slab între circuitul oscilant și tranzistor. Acest lucru poate fi obținut cu ajutorul unei prize luate pe bobina circuitului oscilant ca în fig. 3.56 sau prin introducerea unui divizor capacitiv ca la oscilatorul Clapp.

Reducerea cuplajului este limitată de îndeplinirea condiției de oscilație.

Frecvența de oscilație poate fi făcută aproape independentă de parametrii tranzistorului prin conectarea unor reactanțe în serie cu baza sau colectorul lui. În fig. 3.57, 3.58 și 3.59 [2] au fost prezentate oscilatoarele cu circuit acordat în colector, în bază și Hart-

ley cu reactanțele de compensare (circuitule de alimentare nu au fost figurate).

Valoarea condensatorului C_b la compensarea în bază este dată de relația:

$$C_b = \frac{1}{\omega^2 \left[L_1 - \frac{L_1 + M}{L_2 + M} \left(2M - L_2 \frac{L_1 + M}{L_2 + M} \right) \right]} \quad (3.162)$$

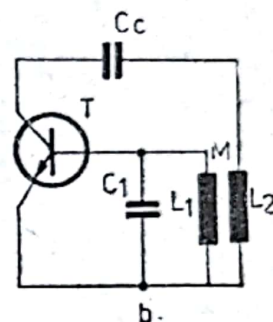
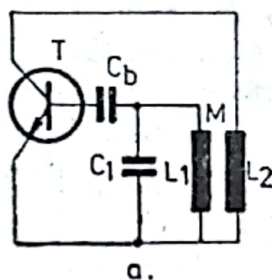
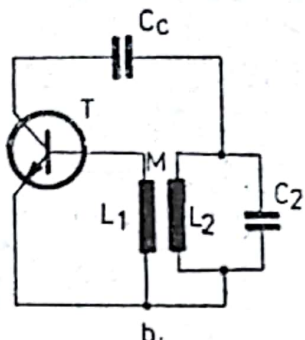
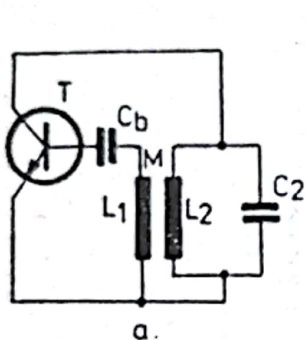


Fig. 3.57. Oscilator cu circuit acordat în colector:

a — cu compensare în bază; b — cu compensare în colector.

Fig. 3.58. Oscilator cu circuit acordat în bază:

a — cu compensare în bază; b — cu compensare în colector.

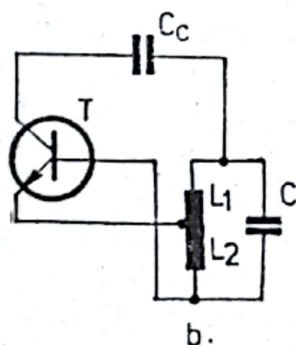
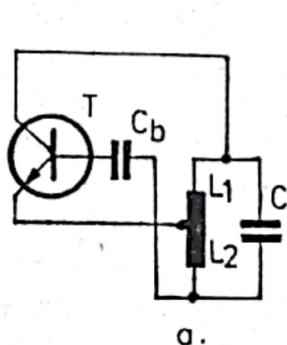


Fig. 3.59. Oscilator Hartley:

a — cu compensare în bază; b — cu compensare în colector.

iar a lui C_c la compensarea în colector:

$$C_c = \frac{1}{\omega^2 \left[L_2 - \frac{L_2 + M}{L_1 + M} \left(2M - L_1 \frac{L_2 + M}{L_1 + M} \right) \right]} \quad (3.163)$$

În fig. 3.60 a fost prezentat oscilatorul Colpitts cu reactanțele de compensare.

Valorile inductanțelor de compensare pot fi calculate cu relațiile:

$$L_b = \frac{1}{\omega^2 C_1} \left(1 + \frac{C_2}{C_1} \right) \quad (3.164)$$

$$L_c = \frac{1}{\omega^2 C_2} \left(1 + \frac{C_1}{C_2} \right) \quad (3.165)$$

Deoarece aceste reactanțe depind de frecvență, această metodă nu poate fi aplicată la oscilatoarele cu frecvență variabilă. Calculul

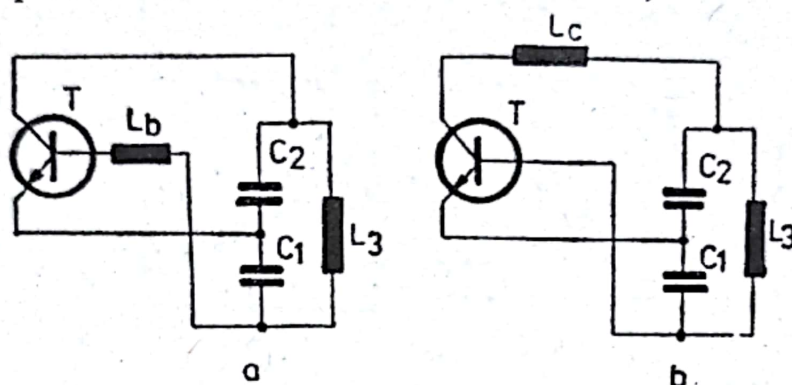


Fig. 3.60. Oscilator Colpitts:

a — cu compensare în bază; b — cu compensare în colector.

reactanțelor de compensare s-a efectuat presupunând un factor de calitate al circuitului foarte mare (rezistența de pierderi $R \approx 0$) de aceea este necesar ca valorile rezultate din calcul să fie ajustate în mod experimental pentru a obține o stabilitate maximă.

Variația impedanței de sarcină a oscilatorului. După cum s-a arătat mai înainte, impedanța de sarcină poate fi cuplată cu circuitul acordat al oscilatorului fie inductiv, fie capacitiv. Rezistența reflectată în circuitul oscilant depinde de mărimea impedanței de sarcină și de gradul de cuplaj. Un cuplaj slab micșorează rezistența reflectată serie. Variația sarcinii va avea în acest caz un efect redus asupra frecvenței de oscilație. Un rezultat mai bun poate fi obținut prin intercalarea unui etaj separator între oscilator și sarcină. Circuitul acordat este cuplat astfel la impedanța de intrare mare a separatorului, impedanța de sarcină fiind conectată la ieșirea lui. În acest mod interacțiunea dintre sarcină și oscilator este practic eliminată.

Deformațiile mecanice ale pieselor și influența cuplajelor electrice și magnetice. Deformațiile mecanice ale pieselor pot duce la modificarea frecvenței oscilatorului. Aceste deformații pot fi provocate de vibrații sau de șocuri mecanice. Deformarea plăcilor unui condensator sau a spirelor unei bobine duce la modificarea para-

metrilor circuitului oscilant și constituie astfel o cauză de instabilitate a frecvenței. Pentru o bună stabilitate mecanică a pieselor oscilatorului bobinele trebuie bine fixate pe șasiu, iar condensatorul variabil se montează pe suporti elastici pentru evitarea efectului de microfonie. Conexiunile vor fi realizate cu conductoare cât mai scurte, de diametru suficient de mare ($\varnothing=1$ mm) pentru a fi rigide.

Pentru a reduce influența cuplajelor electrice și magnetice cu etajele de amplificare se recomandă ecranarea oscilatorului.

De remarcă că dacă factorul de calitate al circuitului derivație este $Q = \frac{\omega L}{R}$, la oscilatorul Hartley el devine $Q' = Q \frac{L_2}{L}$ și $Q' = Q \frac{C}{C_2}$ pentru oscilatorul Colpitts.

În cazul unui oscilator cu frecvență variabilă se poate obține un coeficient de acoperire al gamei de frecvență $\left(\frac{f_{max}}{f_{min}}\right)$ de circa 3 : 1 prin utilizarea unui condensator variabil obișnuit ($C_{max}=500$ pF). Comutarea gamelor de frecvență se realizează prin schimbarea bobinelor.

O metodă modernă de realizare a unui oscilator cu frecvență variabilă constă în înlocuirea condensatorului variabil cu o diodă varicap. Efectul de capacitate al unei diode apare din zona de trecere care separă regiunile n și p ale diodei. Această zonă prezintă o rezistivitate ridicată ca urmare a lipsei purtătorilor mobili de sarcini, comportându-se ca un dielectric foarte bun. Când se aplică diodei o polarizare inversă (fig. 3.61) această zonă se lărgeste, iar dacă se aplică o polarizare directă zona este ușor îngustată. Regiunile n și p sînt similare cu armăturile unui condensator și cu cît acestea sînt mai apropiate valoarea capacității este mai mare.

Prin urmare dioda varicap este o diodă semiconductoră invers polarizată la care capacitatea joncțiunii $p-n$ scade la creșterea tensiunii. Capacitatea maximă a diodei se obține la o tensiune inversă egală cu zero. Capacitatea minimă se obține la o tensiune apropiată de tensiunea de străpungere inversă.

Circuitul echivalent al diodei la joasă și înaltă frecvență este arătat în fig. 3.62, unde C_j este capacitatea joncțiunii, C_c capacitatea capsulei (0,17 pF pentru capsulă de sticlă), R_p rezistența para-

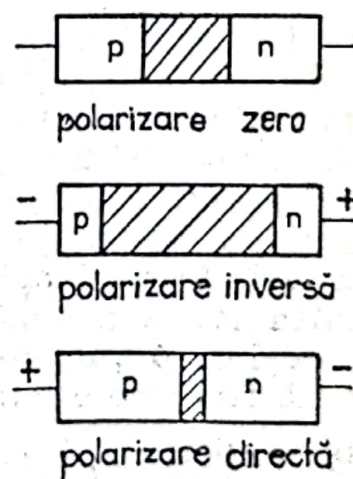


Fig. 3.61. Dependența zonei de trecere de tensiunea de polarizare.

lel (ca urmare a curentului de scurgere invers, valoarea ei fiind de sute de $M\Omega$), R_s rezistența serie (care este rezistivitatea semiconductorului și rezistența firelor de legătură), L_s inductanța conexiunilor interne, L_e inductanța conexiunilor externe. Aceste inductanțe au valori de ordinul $10^{-9}H$.

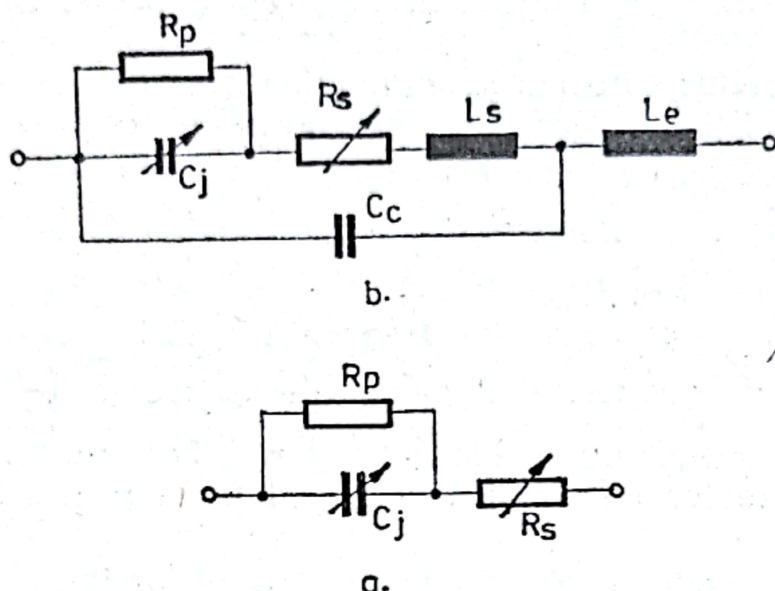


Fig. 3.62. Circuitul echivalent al diodei varicap:
a — la joasă frecvență; b — la înaltă frecvență.

Cei mai importanți parametri ai unei diode varicap sînt: raportul capacităților, factorul de calitate Q al diodei, rezistența serie R_s , capacitatea nominală (dată pentru o anumită tensiune), curentul de scurgeri și tensiunea de străpungere.

Raportul capacităților, care definește gama de acord, reprezintă variația capacității pentru gama de tensiuni de polarizare aplicate diodei. În mod normal el este exprimat ca raportul între capacitatea totală a diodei la o valoare mică a tensiunii și capacitatea diodei la o valoare mare a acestei tensiuni. De obicei această ultimă tensiune este apropiată de tensiunea de străpungere. De exemplu raportul $\frac{C_4}{C_{60}} = 3$ arată că valoarea capacității la tensiunea de 4 V este de trei ori mai mare decît cea de la 60 V.

Capacitatea totală a unei diode varicap este dată de relația:

$$C_t = C_c + \frac{C_0}{\left(1 + \frac{U_p}{\phi}\right)^\gamma} \quad (3.166)$$

unde C_0 este capacitatea joncțiunii la o tensiune egală cu zero, U_p este tensiunea de polarizare, ϕ este potențialul de contact (aproxi-

mativ 0,5 V pentru siliciu) și γ este exponentul puterii care depinde de tipul joncțiunii (aproximativ $\frac{1}{2}$ pentru joncțiunea abruptă, $\frac{1}{3}$ pentru joncțiunea gradată, între $\frac{1}{3}$ și $\frac{1}{2}$ pentru joncțiunea obținută prin difuzie și 2 pentru joncțiunea hiperabruptă).

Factorul de calitate al diodei varicap este dat de relația:

$$Q = \frac{1}{2\pi f C_i R_s} \quad (3.167)$$

La creșterea tensiunii de polarizare valorile capacității C_i și ale rezistenței serie R_s scad astfel încât la o frecvență dată Q este mai mare la valoarea cea mai mare a tensiunii de polarizare. De exemplu o diodă care are Q egal cu 500 la 50 MHz pentru o tensiune de 2 V poate să aibă Q egal cu 2000 la aceeași frecvență pentru o tensiune egală cu 20 V. De aceea la acordul unor circuite derivație se alege o tensiune de polarizare cât mai mare pentru frecvența maximă. Când este necesar un circuit derivație cu o selectivitate înaltă se alege o diodă cu o valoare mică a capacității deoarece aceasta va avea un Q foarte înalt.

Dacă Q_1 este dat pentru o anumită frecvență f_1 și o capacitate C_{i1} (sau tensiune U_{p1}), atunci pentru o altă frecvență f'_1 :

$$Q'_1 = Q_1 \frac{f_1}{f'_1} \frac{C_{i1}}{C_{i1}} \quad (3.168)$$

unde valorile lui C_{i1} și C'_{i1} se obțin din relația (3.166).

O metodă de a mări valoarea factorului de calitate Q constă în conectarea în serie sau în paralel cu dioda varicap a unui condensator cu un factor de calitate ridicat [82]. Curentul de scurgere maxim al unei diode este de 1 μ A la 25°C și de 50 μ A la 150°C.

Cea mai simplă schemă de polarizare a diodei varicap este prezentată în fig. 3.63.

Valoarea rezistenței R_1 se alege de ordinul a câtorva sute de $K\Omega$. Se consideră că C_b prezintă o reactanță neglijabilă la frecvența minimă de acord.

Stabilitatea cu temperatura a diodei varicap este legată de potențialul de contact ϕ . După cum se vede din relația (3.166) efectele temperaturii vor fi maxime la valori mici ale tensiunii de polarizare și devin minime pentru valori mari ale acestei tensiuni. De aceea la variații mari de temperatură se vor utiliza diode varicap cu capacități mari pentru a putea lucra cu tensiuni de polarizare mari. Această variație poate fi compensată cu ajutorul unei diode

cu siliciu care are același coeficient de temperatură ca și dioda varicap (fig. 3.64).

Dacă amplitudinea semnalului de la capetele circuitului derivație este mare acesta poate avea o limitare sus. Pentru a remedia

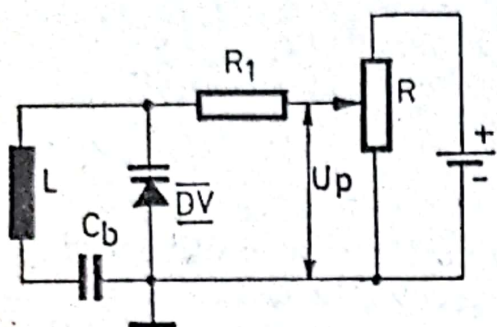


Fig. 3.63. Schema de polarizare a diodei varicap.

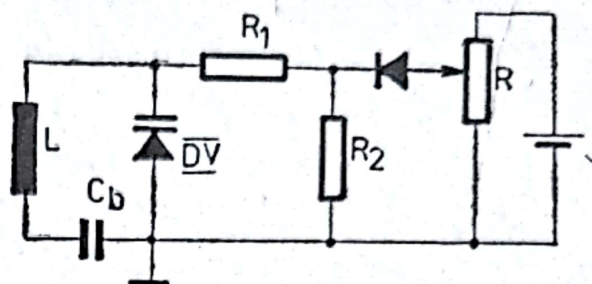


Fig. 3.64. Compensarea termică a unei diode varicap.

acest lucru se montează două diode, cu caracteristici cât mai apropiate, în opoziție ca în fig. 3.65.

În datele de catalog ale unei diode varicap de obicei există raportul capacităților $\frac{C_{11}}{C_{12}}$ pentru două tensiuni de polarizare U_{p1} și U_{p2} , unde U_{p2} este apropiată de tensiune de străpungere. Pentru a afla raportul capacităților pentru tensiunile U'_{p1} și U_{p2} se poate

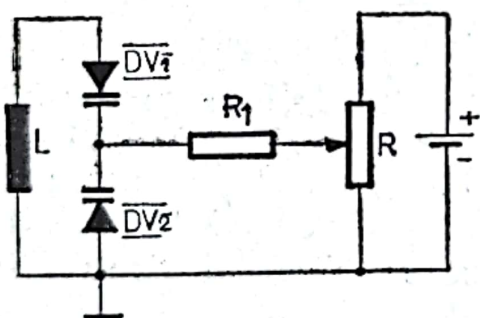


Fig. 3.65. Circuit pentru înlăturarea limitării semnalului.

utiliza relația (3.166). Un calcul mai rapid se poate obține cu ajutorul nomogramei din fig. 3.66.

De exemplu dacă este dat $\frac{C_{11}}{C_{12}} = 2,75$ pentru $U_{p1} = 4$ V și $U_{p2} = 60$ V se cere să se determine $\frac{C_{11}}{C_{12}}$ pentru $U_{p1} = 0$ V și $U_{p2} = 60$ V.

Pe scara U_{p1} se fixează valoarea 4V, iar pe scara U_{p2} valoarea 60 V. Se unesc aceste puncte cu o linie continuă și se obține un punct pe scara auxiliară A. Se unește acest punct cu valoarea

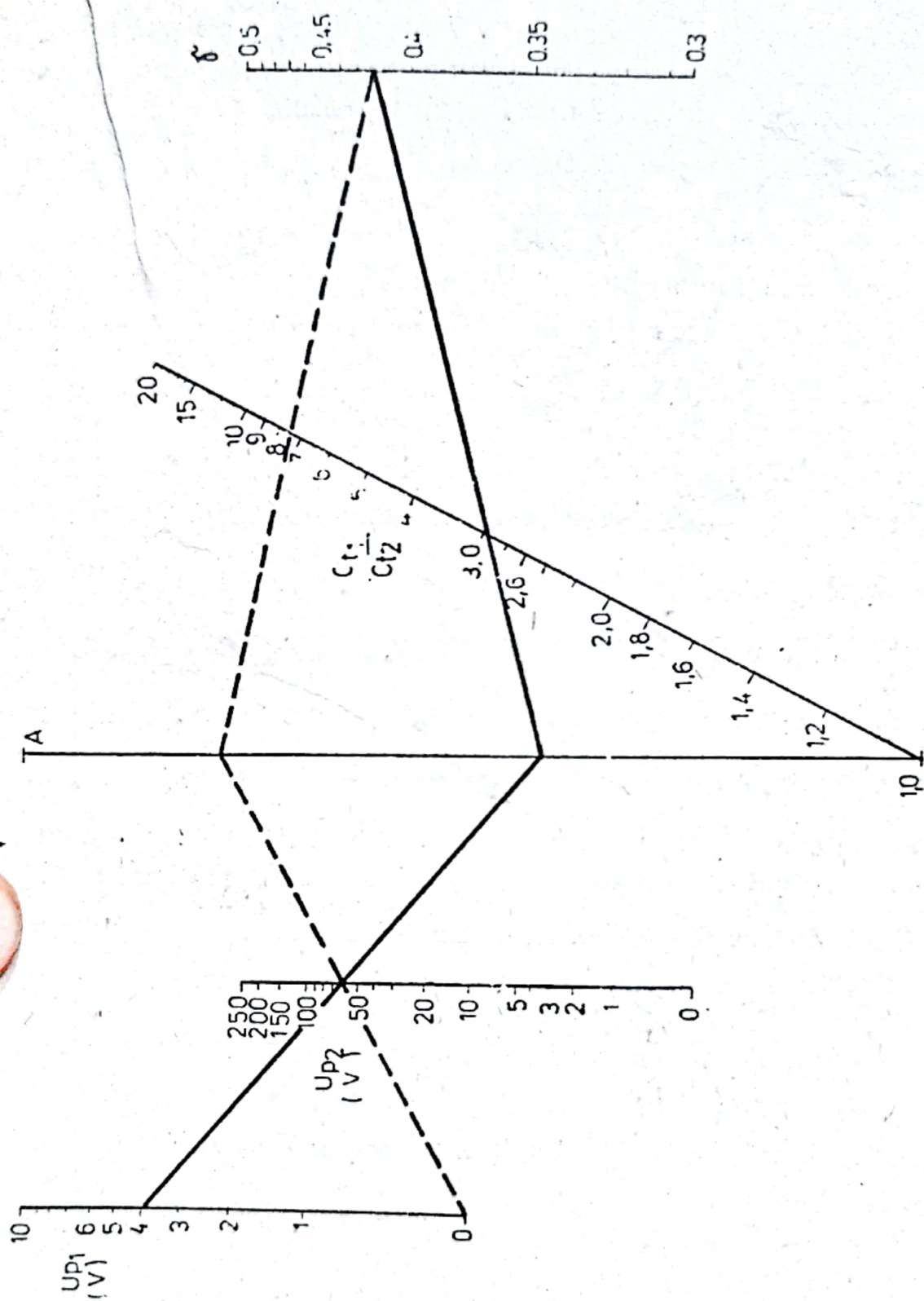


Fig. 3.66. Nomogramă pentru determinarea raportului capacităților $\frac{C_{11}}{C_{12}}$ ale unei diode varicap.

rea 2,75 de pe scara $\frac{C_{11}}{C_{12}}$ și se obține pe scara γ valoarea $\gamma=0,42$. Se fixează pe scara U_{p1} valoarea 0 V și se unește cu punctul $U_{p2}=60$ V obținându-se cu o linie punctată un nou punct pe scara auxiliară A. Acest punct se unește printr-o linie punctată cu punctul $\gamma=0,42$ și la intersecția cu scara $\frac{C_{11}}{C_{12}}$ se găsește noua valoare a raportului $\frac{C_{11}}{C_{12}}=7,6$.

Determinarea factorului de calitate Q'_1 pentru o frecvență f'_1 când este dat Q_1 pentru f_1 și $\frac{C_{11}}{C_{12}}$ se poate realiza cu ajutorul relației (3.168). Un calcul mai rapid poate fi obținut cu ajutorul nomogramei din fig. 3.67.

De exemplu dacă este dat $Q_1=100$ la o frecvență $f_1=50$ MHz și un raport $\frac{C_{11}}{C_{12}}=2,75$ se cere să se calculeze întâi Q'_1 pentru $f'_1=20$ MHz și apoi Q'_1 pentru $f'_1=20$ MHz și un alt raport $\frac{C'_{11}}{C_{12}}=7,6$.

În primul caz $C_{11}=2,75 C_{12}$ și $C'_{11}=2,75 C_{12}$ deci $\left[\frac{C_{11}}{C'_{11}}=1\right]$. Se fixează această valoare pe scara $\frac{C_{11}}{C'_{11}}$ și se unește cu o linie continuă cu valoarea $\frac{f_1}{f'_1}=\frac{50}{20}=2,5$ de pe scara $\frac{f_1}{f'_1}$ și se obține un punct pe scara intermediară A. Se unește acest punct cu o linie continuă cu valoarea $Q_1=100$ de pe scara Q_1 și se obține la intersecția cu scara Q'_1 valoarea $Q'_1=250$. În al doilea caz când $\frac{C'_{11}}{C_{12}}=7,6$ rezultă $\frac{C_{11}}{C'_{11}}=\frac{2,75C_{12}}{7,6C_{12}}=0,36$. Se fixează acest punct pe scara $\frac{C_{11}}{C'_{11}}$ și se unește cu o linie punctată cu valoarea $f'_1=20$ MHz pe scara f'_1 (din dreapta scării $\left(\frac{f_1}{f'_1}\right)$) și se obține un punct intermediar pe scara A. Se unește acest punct printr-o linie punctată cu valoarea $Q_1=100$ de pe scara Q_1 și la intersecția cu scara Q'_1 rezultă $Q'_1=88$.

Pentru un circuit derivație format dintr-o inductanță fixă L și o diodă varicap vom avea o gamă de frecvență:

$$\frac{f_{max}}{f_{min}} = \sqrt{\frac{C_{11}+C_p}{C_{12}+C_p}} \quad (3.169)$$

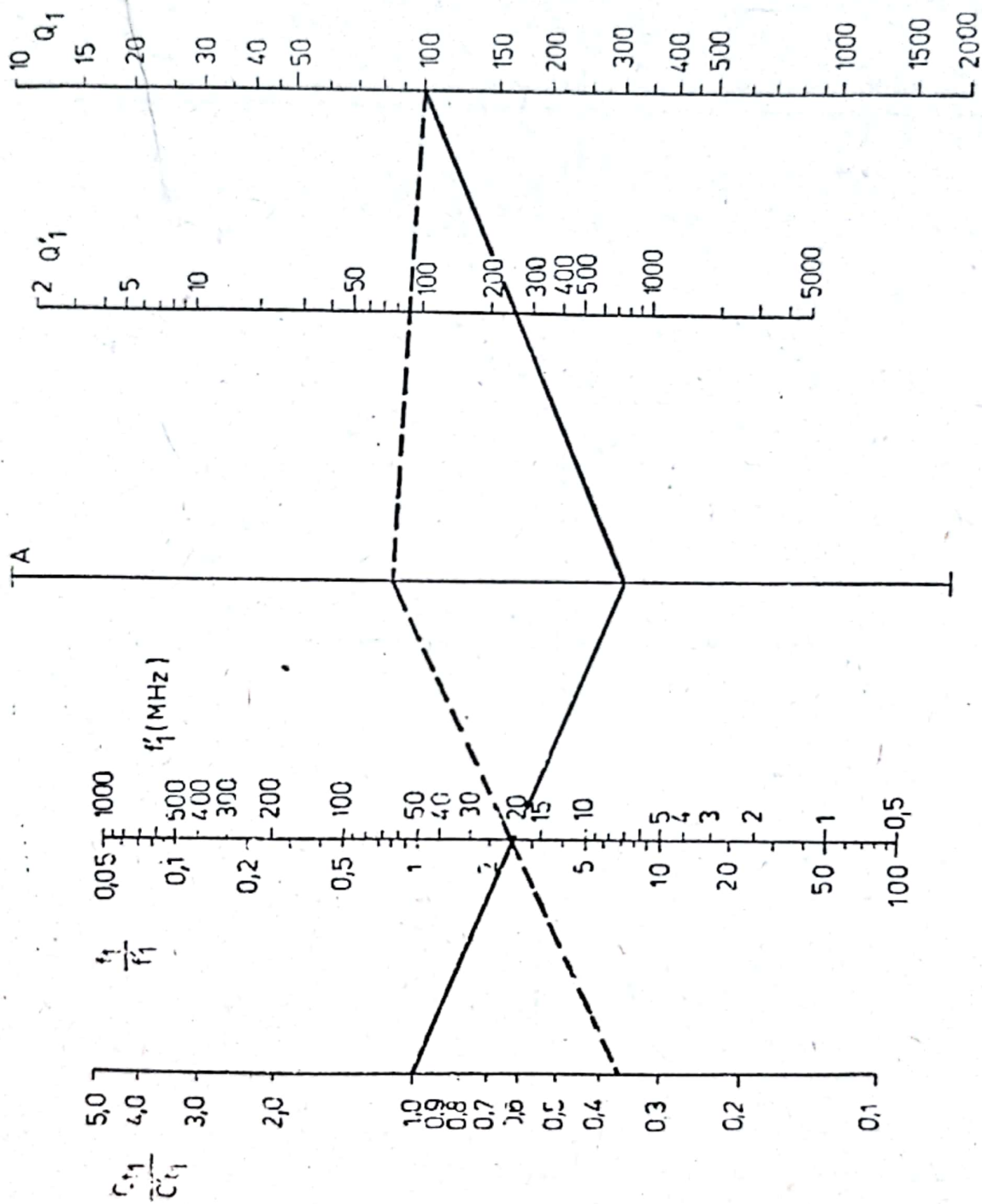


Fig. 3.67. Nomogramă pentru calculul factorului de calitate Q al unei diode varicap.

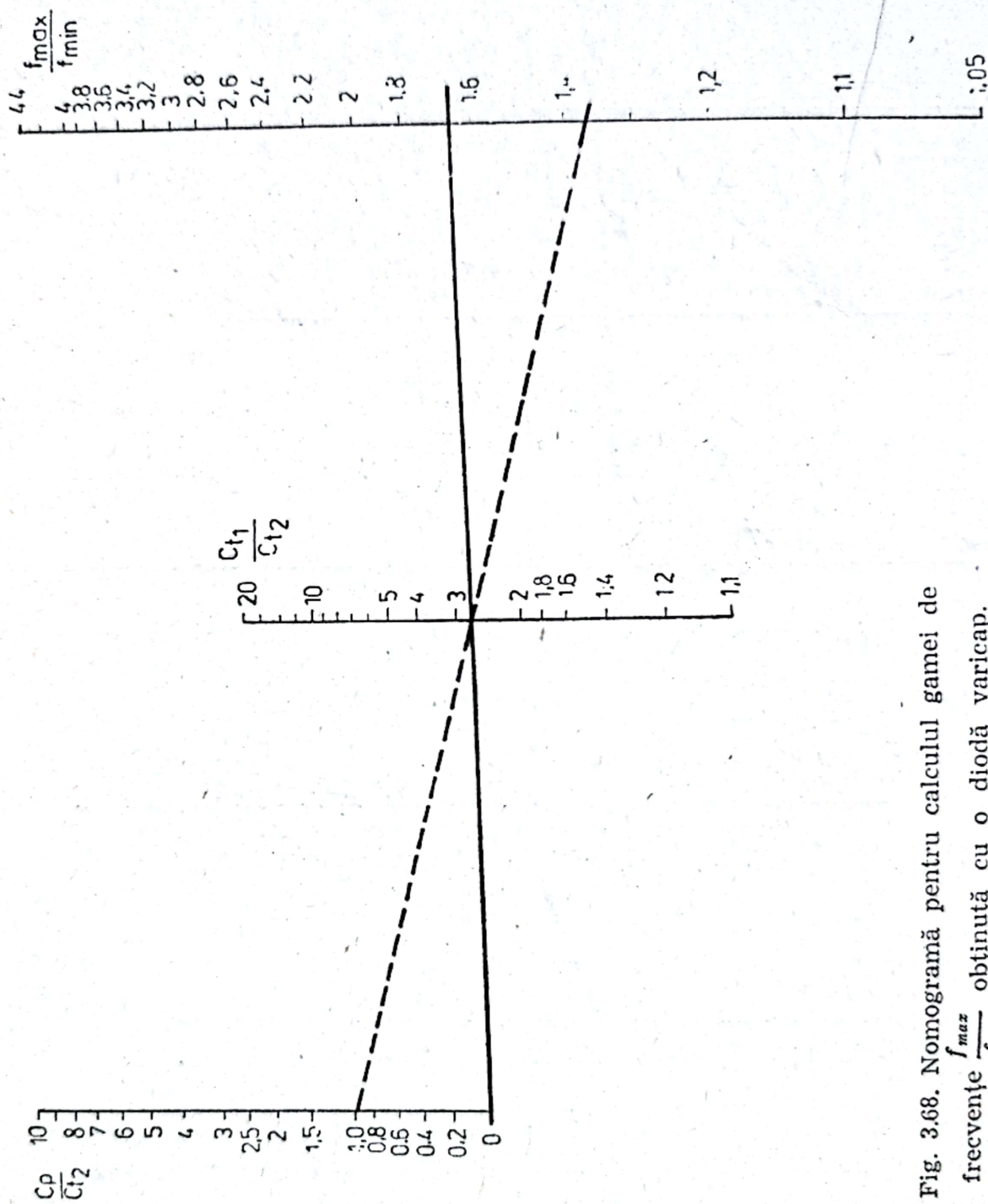


Fig. 3.68. Nomogramă pentru calculul gamei de frecvențe $\frac{f_{max}}{f_{min}}$ obținută cu o diodă varicap.

unde C_p este capacitatea parazită totală. Un calcul rapid al acestui raport de frecvențe poate fi realizat cu ajutorul nomogramei din fig. 3.68.

De exemplu dacă $\frac{C_p}{C_{t2}} = 0$ și $\frac{C_{t1}}{C_{t2}} = 2,75$ rezultă $\frac{f_{max}}{f_{min}} = 1,63$ (linia continuă) sau dacă $\frac{C_p}{C_{t2}} = 1$ și $\frac{C_{t1}}{C_{t2}} = 2,75$ rezultă $\frac{f_{max}}{f_{min}} = 1,35$ (linia punctată).

În tabelul 3.1 sînt dați parametrii principali ai unor diode vari-cap, unde U_{str} reprezintă tensiunea de străpungere a diodei varicap.

Tabel 3.1

Tipul diodei	Firma	U_{str} (V)	C_t la U_p		$\frac{C_{t1}}{C_{t2}}$ la $\frac{U_{p1}}{U_{p2}}$		R_s (Ω)	I_{inv} (μA)
			pF	V	pF/pF	V/V		
BB 125	IPRS	30	12	3	4...5	3/25	1,2	1
BB 126	Băneasa	30	11	3	3,5...6	3/25	0,8	1
BB 139		30	29	3	5...6,5	3/25	0,5	0,1
BA125-40	SESCOSEM	20	34...41	2	2,1	2/20	1	0,05
BA 150	Franța	25	44...66	2	2	2/20	—	0,05
BB 105A		28	2,3...2,8	25	4	3/25	0,8	0,05
BB 103	SIEMENS	—	11	30	2,65	3/30	0,3	—
BB 104		—	14	30	2,65	3/30	0,3	—
BB 109 G		—	4,3...6	25	5-6,5	3/25	—	—
BB 110 G	PHILIPS	30	27...31	3	2,65	3/30	0,3	0,02
BB204B		30	37...42	3	2,65	3/30	0,2	0,05
BA102		20	20...45	4	1,4	4/10	3	5
BA163	ITT	—	180	1	25	1/10	1,5	—
DKV6518	ALPHA Industries	—	500	1,2	15	1,25/10	1,5	—
KV1801	KSW Electronics	—	500	1,2	14	1,25/10	0,45	—

3.5.2. Stabilitatea amplitudinii

Limitarea amplitudinii la oscilatoarele cu tranzistoare poate fi obținută prin neliniaritatea caracteristicilor statice ale tranzistorului. Dacă impedanța de sarcină din colector este mare, s-ar părea

că se poate obține o limitare foarte bună a amplitudinii tensiunii de colector în regiunea de saturație a tranzistorului. În acest caz, punctul static de funcționare ar fi situat în P_1 , după cum se vede în fig. 3.69.

Acest gen de limitare în punctul 1 este denumită limitare „sus” sau prin saturație. Aceasta este avantajoasă dacă se urmărește o

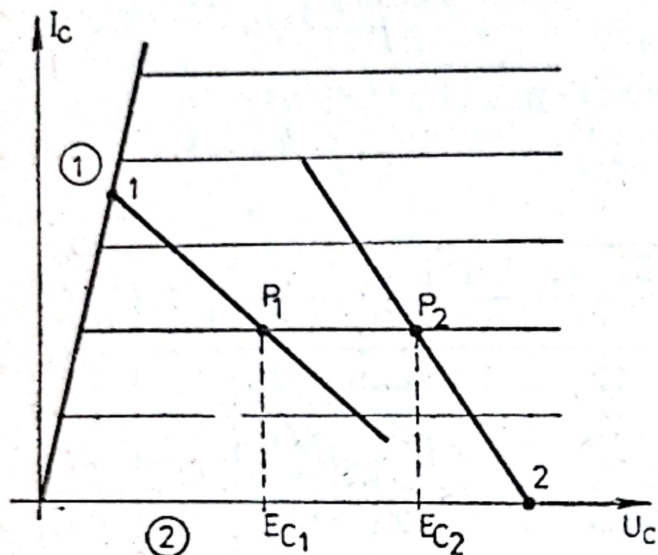


Fig. 3.69. Limitarea amplitudinii oscilațiilor prin nelinearitatea caracteristicilor statice ale tranzistorului:

1 — regiune de saturație; 2 — regiune de tăiere.

bună stabilitate a amplitudinii, întrucît în acest caz amplitudinea tensiunii alternative de colector va fi practic egală cu tensiunea de alimentare E_{c1} . Această amplitudine poate fi menținută constantă în limite largi de variație ale frecvenței sau ale impedanței de sarcină a oscilatorului prin stabilizarea tensiunii de alimentare. Principalul neajuns al acestei metode constă în faptul că forma de undă a oscilațiilor este puternic distorsionată datorită caracterului foarte net al limitării. Rezistența colectorului

scade brusc, amortizînd puternic circuitul oscilant, reducînd substanțial valoarea factorului de calitate al acestuia.

Un alt mod de limitare a amplitudinii, care elimină dezavantajul metodei precedente, este limitarea „jos”. Această limitare se realizează în regiunea de tăiere a tranzistorului în punctul 2.

În acest caz punctul de funcționare se află în P_2 , tranzistorul lucrînd în clasă A. Este necesar ca tensiunea de alimentare E_c să fie stabilizată pentru asigurarea unei bune stabilități a amplitudinii oscilațiilor. Circuitul de polarizare al oscilatoarelor cu tranzistoare bipolare descrise anterior se calculează pentru a obține o stabilizare termică a punctului de funcționare. În cazul oscilatoarelor în montaj emitor comun este necesar ca rezistența divizorului din circuitul bazei să fie mult mai mare decît rezistența R_{11e} :

$$\frac{R_{b1}R_{b2}}{R_{b1}+R_{b2}} \gg R_{11e} \quad (3.170)$$

În cazul unui divizor de rezistență mică aceasta poate fi mărită prin intercalarea unui șoc de radiofrecvență între punctul lui me-

dian și baza tranzistorului. Condensatoarele C_e și C_b din emitorul și baza tranzistorului prezintă reactanțe neglijabile la frecvența de oscilație. La oscilatoarele în montaj bază comună s-a considerat că rezistențele nedecuplate R_e din emitor sînt mult mai mari decît rezistența de intrare a tranzistorului R_{11b} . În cazul unor valori mici ale rezistențelor acestea pot fi mărite prin conectarea a cîte unui șoc de radiofrecvență în serie cu ele. Condensatoarele C_b și C_e au reactanțe neglijabile la frecvența de oscilație.

Randamentul unui oscilator depinde de regimul lui de funcționare. Astfel în clasă A randamentul maxim este de 40%, în clasă B de 60%, iar în clasă C de 70%. La oscilatoarele de putere se pune problema obținerii unui randament maxim. Randamentul unui oscilator este egal cu raportul dintre puterea utilă generată în sarcină și puterea absorbită de la sursa de alimentare:

$$\eta = \frac{\frac{1}{2} U_{c1} I_{c1}}{E_c I_{c0}} \quad (3.171)$$

Pentru ca raportul dintre I_{c1} și I_{c0} să fie cît mai mare este necesar ca impulsurile de curenț de colector să fie cît mai scurte, deci unghiul de deschidere 2θ să fie cît mai mic. Prin urmare oscilatorul trebuie să lucreze într-un regim clasă C, cît mai pronunțat. În mod normal amplitudinea U_{c1} poate să ajungă cel mult egală cu tensiunea de alimentare E_c . În practică semiunghiul de deschidere al curențului de colector θ se alege:

$$\theta = 60 \div 75^\circ \quad (3.172)$$

Pentru o frecvență de oscilație f , frecvența de tranziție a tranzistorului trebuie să îndeplinească condiția:

$$f_T \gg 10 f \quad (3.173)$$

În acest caz admitanța de transfer direct $|y_{21e}|$ este aproximativ egală cu panta g_m a tranzistorului sau g_{21b} este egală cu $-g_m$. În clasă C panta g_m se modifică în funcție de gradul de tăiere al amplitudinii. De aceea se poate defini o pantă efectivă g'_m care este egală cu raportul dintre amplitudinea undei fundamentale a curențului de colector I_{c1} și amplitudinea tensiunii alternative aplicată între bază și emitor U_{be1} :

$$g'_m = \frac{I_{c1}}{U_{be1}} \quad (3.174)$$

În fig. 3.70 este prezentată schema de principiu a unui oscilator de putere cu circuit acordat în colector. Montajul bază comună prezintă o bună stabilitate a amplitudinii la variația sarcinii și o rezistență de ieșire mare, ceea ce determină o încărcare mai mică a circuitului oscilant.

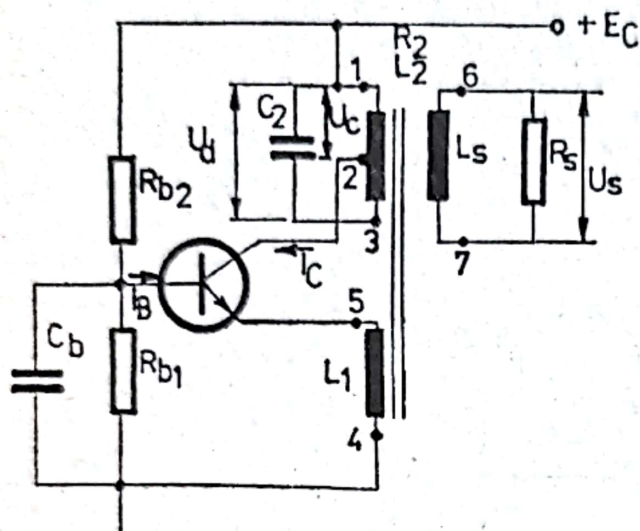


Fig. 3.70. Schema de principiu a unui oscilator de putere cu circuit acordat în colector.

Caracteristica de intrare a tranzistorului $I_e = f(U_{be})$ este arătată în fig. 3.71. Din prelungirea porțiunii liniare a acestei caracteristici rezultă tensiunea de tăiere U_{bet} .

Se alege tensiunea de alimentare din condiția:

$$E_c \leq \frac{1}{2} U_{c \max} \quad (3.175)$$

unde $U_{c \max}$ este tensiunea dintre colector și emitor maxim admisibilă.

Puterea utilă necesară în sarcina R_s este dată de:

$$P_u = \frac{U_s^2}{R_s} \quad (3.176)$$

unde U_s este valoarea eficace a tensiunii pe sarcina R_s . Puterea debitată de tranzistor circuitului derivație este:

$$P = \frac{P_u}{\eta_c} \quad (3.177)$$

unde η_c este randamentul circuitului derivație. Acest randament poate fi calculat din relația:

$$\eta_c = 1 - \frac{Q}{Q_0} \quad (3.178)$$

unde Q_0 este factorul de calitate al circuitului derivație în gol, iar Q este factorul de calitate cînd este conectată sarcina R_c . Pentru micșorarea distorsiunilor factorul de calitate trebuie să fie cît mai mare:

$$Q \gg 7$$

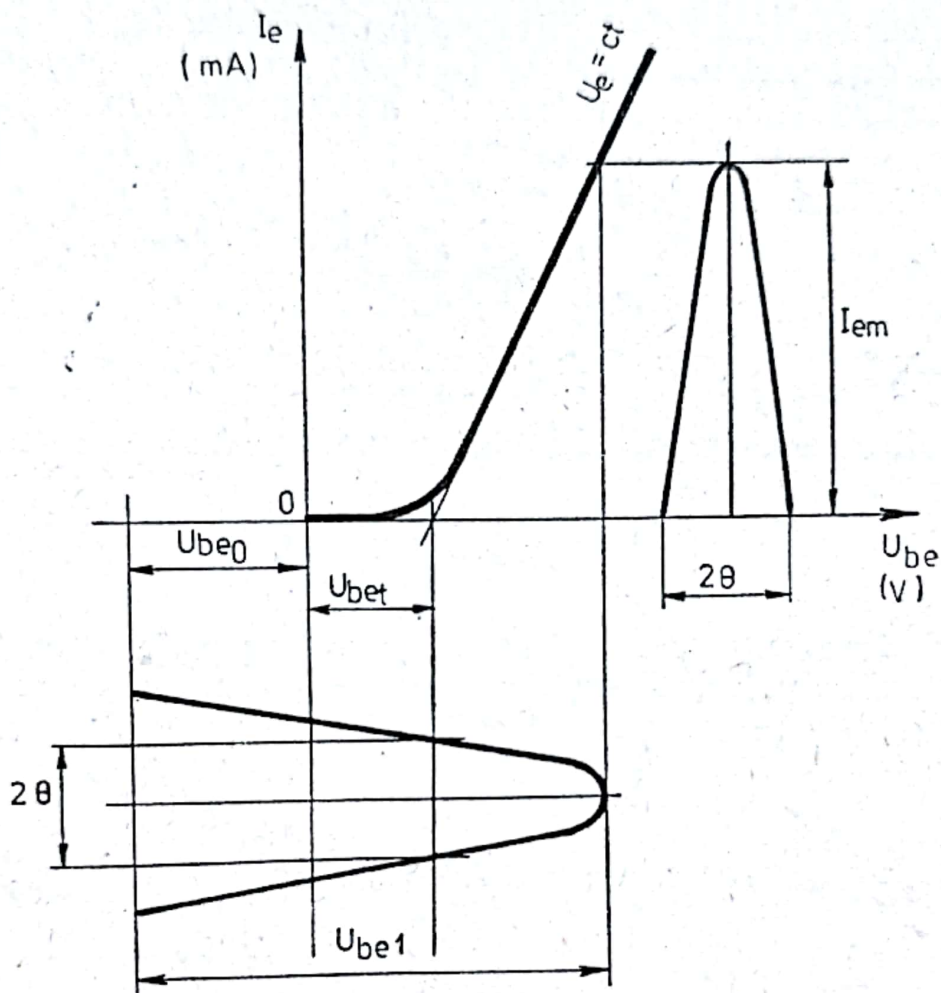


Fig. 3.71. Caracteristica $I_e = f(U_{be})$ a unui tranzistor bipolar.

În mod practic valoarea lui η_c variază între 50 și 70% pentru frecvențe mai joase și poate atinge 90% pentru $Q=10$ în domeniul frecvențelor înalte.

Într-o primă aproximație se poate considera că amplitudinea tensiunii de colector U_c este egală cu tensiunea de alimentare:

$$U_c \simeq E_c \quad (3.179)$$

Pentru un calcul mai precis se ia $U_c = \xi E_c$ unde:

$$\xi = 1 - \frac{2P}{E_c^2 a_1(0) g_{cr}} \quad (3.180)$$

unde $a_1(\theta)$ este un factor ce depinde de semiunghiul de deschidere θ (fig. 3.72) și g_{cr} este panta circuitului de colector în regim critic:

$$g_{cr} = \frac{di_c}{du_c} \quad (3.181)$$

Panta critică este dată de înclinarea liniei critice (dreapta din care se ramifică caracteristicile statice $I_c = f(U_c)$ pentru $I_b = \text{const}$).

Amplitudinea tensiunii la bornele circuitului derivație este:

$$U_d = n_1 U_c \quad (3.182)$$

unde,

$$n_1 = \frac{n_{13}}{n_{12}} \quad (3.183)$$

n_{13} este numărul de spire între punctele 1 și 3; n_{12} — numărul de spire între punctele 1 și 2.

În practică se alege $n_1 = 1,5 \div 3$. Inductanța L_2 a circuitului derivație se poate calcula din:

$$L_2 = \frac{U_d^2}{2\omega QP} \quad (3.184)$$

Cunoscînd frecvența de oscilație f și valoarea inductanței L_2 se poate determina valoarea capacității de acord C_2 .

Impedanța la rezonanță a circuitului derivație cu sarcina conectată este:

$$Z_0 = Q\omega L_2 \quad (3.185)$$

Amplitudinea curentului prin înfășurarea L_2 este:

$$I_L = \frac{U_d}{\omega L} = \frac{U_d}{Z_0} Q \quad (3.186)$$

După alegerea unui miez corespunzător pentru inductanța L_2 se determină numărul de spire al bobinei. Cu ajutorul curentului și tensiunii de la bornele bobinei se pot calcula pierderile în cupru și în miezul magnetic utilizat. Se calculează factorul de calitate al circuitului derivație în gol Q_0 și randamentul η_c . Dacă diferența față de randamentul ales inițial este mare se reia calculul efectuînd corecțiile corespunzătoare.

Numărul de spire al înfășurării L_s poate fi determinat din relația:

$$\frac{n_{13}}{n_{67}} = \frac{U_d}{\sqrt{2U_s}} \quad (3.187)$$

unde n_{67} este numărul de spire între punctele 6 și 7.

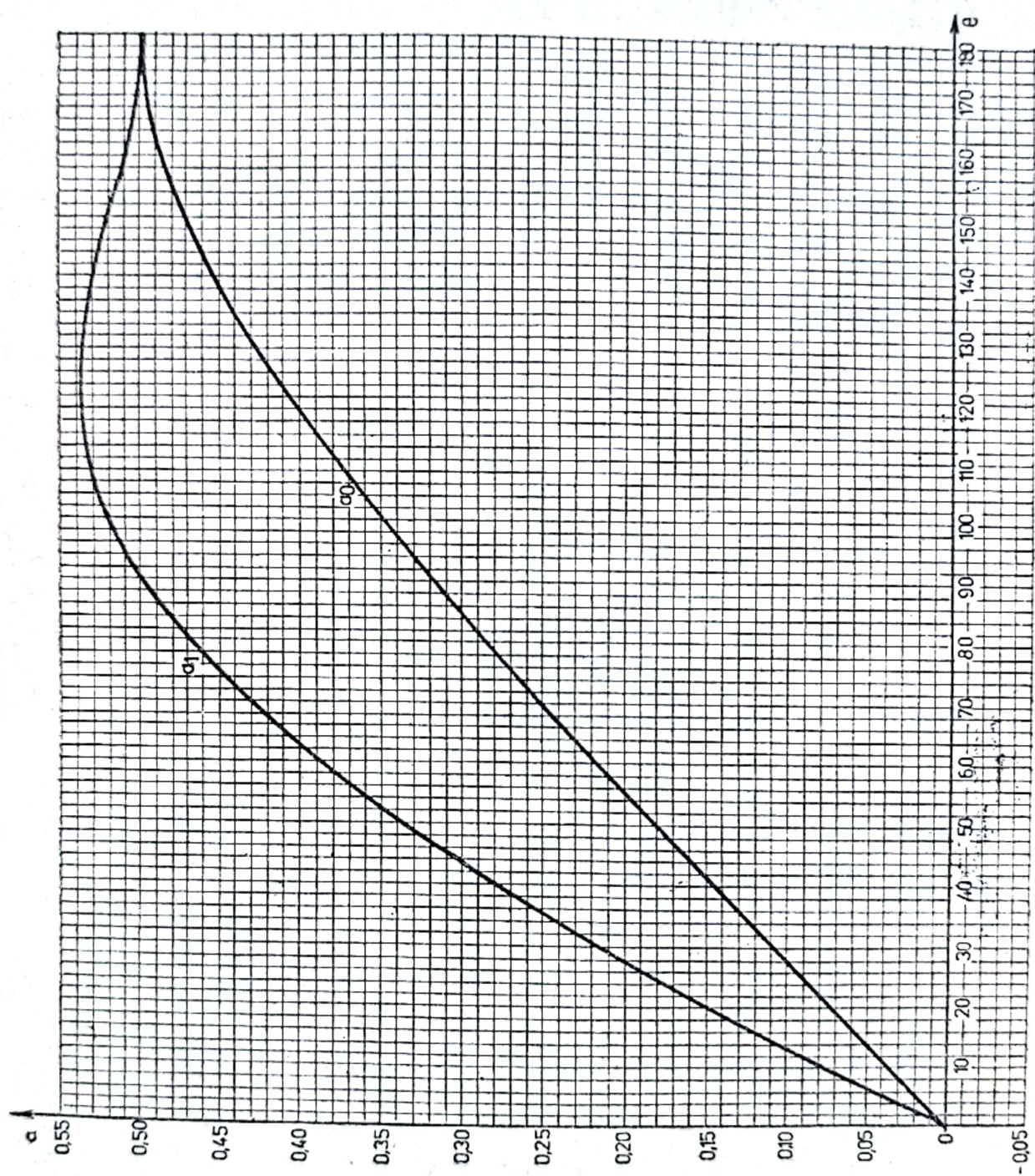


Fig. 3.72. Reprezentarea grafică a funcțiilor $a_1(0)$ și $a_0(0)$.

Amplitudinea componentei fundamentale a curentului de colector:

$$I_{c1} = \frac{U_d}{Z_0} \quad (3.188)$$

Mărimea impulsului de curent în colector rezultă din relația:

$$I_{cm} = \frac{n_1 I_{c1}}{a_1(0)} \quad (3.189)$$

Valoarea acestui curent nu trebuie să depășească valoarea maxim admisibilă a curentului de colector al tranzistorului.

Mărimea impulsului de curent în emitor este:

$$I_{em} = \frac{I_{cm}}{\alpha} \quad (3.190)$$

Componenta continuă a curentului de colector este:

$$I_{co} = a_0(\theta) I_{cm} \quad (3.191)$$

unde $a_0(\theta)$ se determină din fig. 3.72.

Puterea absorbită de la sursa de alimentare:

$$P_a = E_c I_{co} \quad (3.192)$$

Puterea disipată în colectorul tranzistorului:

$$P_d = P_a - P \quad (3.193)$$

Această putere trebuie să fie mai mică decât puterea disipată maxim admisibilă a tranzistorului P_{dmax} .

Randamentul de conversie al oscilatorului:

$$\eta = \frac{P_u}{P_a} \quad (3.194)$$

Amplitudinea tensiunii alternative aplicată între bază și emitor rezultă din relația:

$$U_{be1} = \frac{I_{cm}}{g_m (1 - \cos \theta)} \quad (3.195)$$

unde g_m este panta statică a caracteristicii $I_c = f(U_{be})$ la $U_c = \text{const.}$

Cunoscînd curentul I_{c1} și tensiunea U_{be1} se determină valoarea pantei efective g'_m din relația (3.174). Numărul de spire al înfășu-

rării de reacție se determină din condiția de amorsare a oscilațiilor (3.120):

$$g_m = \frac{1}{n} \frac{1}{R_{11b}} + n \left[\frac{R_{22b} + \left(\frac{n_{12}}{n_{67}} \right)^2 R_s}{R_{22b} \times \left(\frac{n_{12}}{n_{67}} \right)^2 R_s} \right] \quad (3.196)$$

unde

$$n = \frac{n_{12}}{n_{45}} \quad (3.197)$$

și n_{45} este numărul de spire între punctele 4 și 5.

Tensiunea U_{beo} care fixează punctul de funcționare în clasă C (fig. 3.71) este:

$$U_{beo} = U_{be1} \cos \theta - U_{bet} \quad (3.198)$$

Componenta continuă a curentului de bază este:

$$I_{b0} = \frac{a_0(0) I_{cm}}{\beta} \quad (3.199)$$

Valoarea rezistenței R_{b1} se determină din următoarea relație (neglijându-se curentul ce trece prin rezistența R_{b2}):

$$R_{b1} = \frac{U_{beo}}{I_{b0}} \quad (3.200)$$

Valoarea condensatorului C_b trebuie să îndeplinească condiția:

$$\frac{1}{2\pi f C_b} \leq 10 R_{b1} \quad (3.201)$$

Valoarea rezistenței R_{b2} rezultă din relația:

$$R_{b2} \simeq \frac{E_c}{U'_{be0}} R_{b1} \quad (3.202)$$

Rezistența R_{b2} are un rol important la amorsarea oscilațiilor. Pentru o amorsare sigură este necesar ca în momentul conectării tensiunii de alimentare tranzistorul să fie astfel polarizat încât să lucreze în clasă A. Valoarea tensiunii între bază și emitor U'_{be0} dată de divizorul R_{b1} , R_{b2} în momentul inițial trebuie să fie de (0,6 ÷ 0,8) V pentru un tranzistor cu siliciu.

Limitarea amplitudinii la oscilatoarele cu tranzistoare cu efect de câmp poate fi obținută în două feluri. În fig. 3.73 este reprezentat circuitul de polarizare automată prin rezistența de sursă.

Polarizarea porții se realizează prin căderea de tensiune continuă pe rezistența din sursă R_s , provocată de curentul de drenă I_D

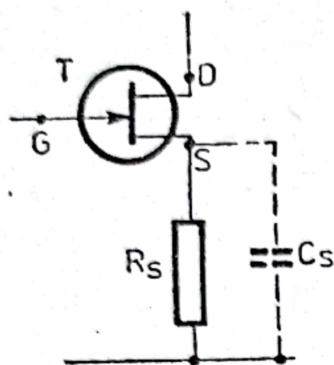


Fig. 3.73. Circuit de polarizare automată prin rezistența de sursă.

această tensiune fiind aplicată cu semn contrar pe grilă. Datorită reacției negative de curent continuu este asigurată o stabilizare a punctului static de funcționare la variații de temperatură. Punctul inițial de funcționare se alege în punctul $\frac{I_{Dsat}}{2}$ pe caracteristica $I_D = f(U_{gs})$, unde U_{gs} este tensiunea dintre grilă și sursă, iar I_{Dsat} este curentul de drenă la $U_{gs}=0$, valoarea pantei $g_m = \frac{\Delta I_D}{\Delta U_{gs}}$ va asigura îndeplinirea condiției de amorsare a oscilațiilor. Pentru obținerea unui semnal maxim la ieșire este necesar să se conecteze în paralel pe rezistența R_s un condensator C_s a cărei reactanță să fie mult mai mică decât R_s :

$$C_s \gg \frac{10}{2\pi f R_s} \quad (3.203)$$

Dacă este necesar ca tensiunea alternativă generată să aibă un conținut mic de armonici se va renunța la decuplarea lui R_s . În acest caz însă amplitudinea tensiunii va fi mult mai mică datorită reacției negative de curent alternativ. Limitarea amplitudinii oscilațiilor se obține prin neliniaritatea caracteristicii $I_D = f(U_{gs})$.

Un alt mod de polarizare automată este cel prin grup rezistență-capacitate în circuitul grilei. În fig. 3.74 este arătată polarizarea automată a porții cu rezistența R_g în paralel, iar în fig. 3.75 polarizarea cu rezistența R_g în serie.

Acest mod de polarizare are avantajul că punctul inițial de funcționare se află la $U_{gs}=0$, unde panta g_m are valoarea maximă, după cum se poate vedea în fig. 3.76.

După amorsarea oscilațiilor apar impulsuri de curent de grilă datorită redresării de dioda grilă-sursă a tensiunii alternative de reacție U_{g1} aplicată în circuitul grilei.

Aceste impulsuri de curent încarcă condensatorul C_g . Dacă constanta de timp $C_g R_g$ este mare în comparație cu perioada oscilației-

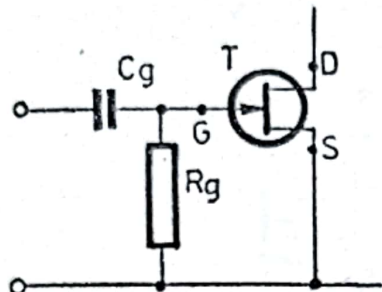


Fig. 3.74. Circuit de polarizare automată a grilei cu rezistență în paralel.

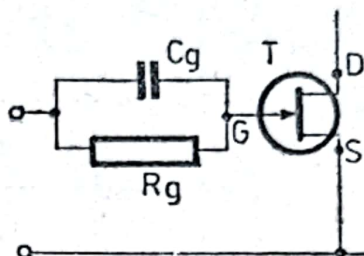
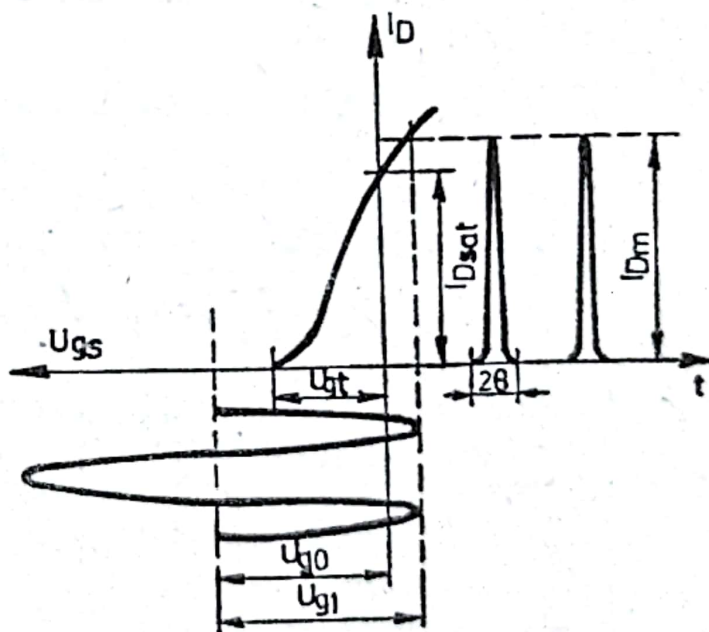


Fig. 3.75. Circuit de polarizare a grilei cu rezistență în serie.

lor, tensiunea de polarizare U_{g0} crește, punctul de funcționare coborînd pe caracteristică. La îndeplinirea condiției de oscilație punctul de funcționare ajunge în clasă C (fig. 3.76). Înălțimea impulsului

Fig. 3.76. Alegerea punctului de funcționare în cazul utilizării polarizării automate a grilei.



curentului de drenă I_{Dm} este mai mare cu 10% decât curentul de drenă de saturație I_{Dsat} (la $U_{gs}=0$), datorită trecerii impulsurilor pozitive prin dioda grilă-sursă. Se alege semiunghiul de deschidere al curentului de drenă $\theta=60\div75^\circ$ și din curbele reprezentate în

fig. 3.77 rezultă valorile lui $\frac{I_{D1}}{I_{Dm}}$ și $\frac{I_{D0}}{I_{Dm}}$ în funcție de θ , I_{D1} fiind amplitudinea curentului alternativ de drenă și I_{D0} componenta de curent continuu de drenă.

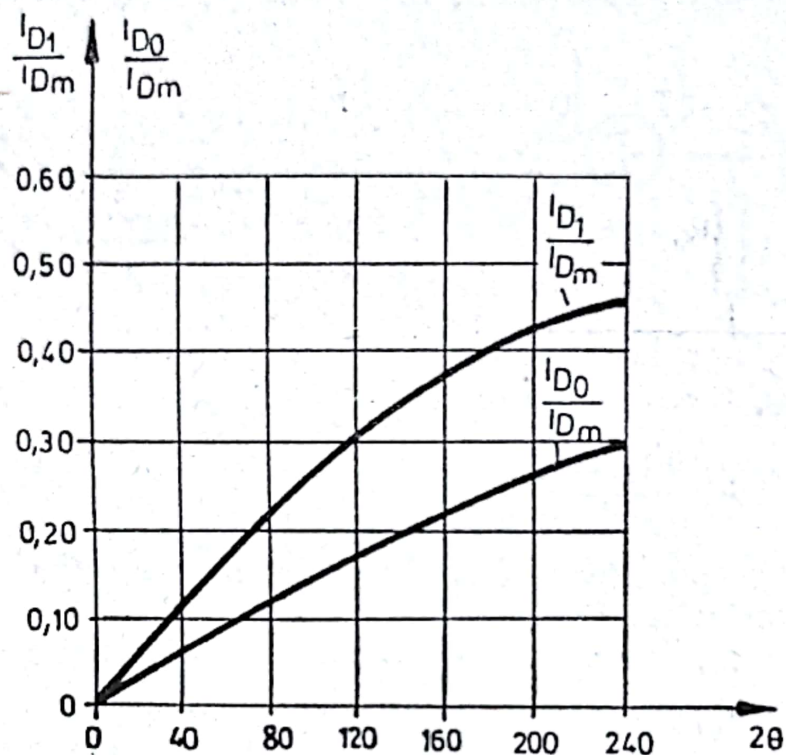


Fig. 3.77. Reprezentarea grafică a lui $\frac{I_{D1}}{I_{Dm}}$ și $\frac{I_{D0}}{I_{Dm}}$ în funcție de θ .

Tensiunea de polarizare a grilei este dată de relația:

$$U_{g0} = \frac{U_{gt}}{1 - \cos\theta} \quad (3.204)$$

unde U_{gt} este tensiunea de tăiere a caracteristicii ($I_D=0$).

Amplitudinea tensiunii alternative aplicată grilei este aproximativ egală cu mărimea tensiunii de polarizare:

$$U_{g1} \simeq U_{g0} = R_g I_{g0} \quad (3.205)$$

unde I_{g0} este curentul continuu de grilă.

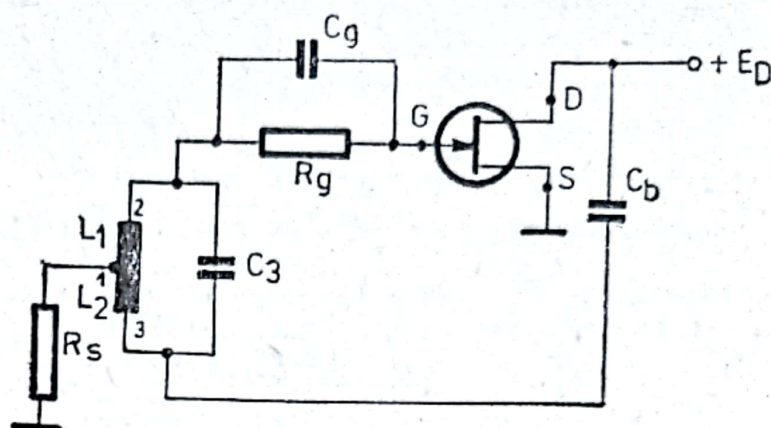
Valoarea condensatorului C_g se determină din relația:

$$R_g C_g = \frac{10 \div 20}{f} \quad (3.206)$$

Valorile uzuale pentru rezistența R_g și condensatorul C_g sînt: $R_g = 20 \text{ k}\Omega \div 1 \text{ M}\Omega$ și $C_g = 20 \div 100 \text{ pF}$.

Metodologia de calcul a unui oscilator cu tranzistor cu efect de câmp în regim clasă C se desfășoară astfel. De exemplu pentru un oscilator tip Hartley în montaj sursă comună ca în fig. 3.78, cu ali-

Fig. 3.78. Schema de principiu a unui oscilator Hartley în montaj sursă comună.



mentare derivație, sînt date rezistența de sarcină R_s și amplitudinea tensiunii pe această sarcină U_s . Puterea utilă în sarcină:

$$P_u = \frac{U_s^2}{R_s} \quad (3.207)$$

Puterea debitată de tranzistor circuitului derivație:

$$P = \frac{P_u}{\eta_c} \quad (3.208)$$

unde η_c este randamentul circuitului derivație.

Tensiunea de alimentare E_D se alege din condiția:

$$E_D \leq \frac{1}{2} U_{Dmax} \quad (3.209)$$

unde U_{Dmax} este tensiunea dintre drenă și sursă maxim admisibilă.

Amplitudinea tensiunii de drenă:

$$U_{D1} \simeq E_D \quad (3.210)$$

Din relația:

$$P = \frac{1}{2} U_{D1} I_{D1} \quad (3.211)$$

rezultă amplitudinea undei fundamentale a curentului de drenă.

Valoarea inductanței total $L = L_1 + L_2 + 2 M$ se calculează din:

$$L = \frac{U_{D1}^2}{2\omega QP} \quad (3.212)$$

unde Q este factorul de calitate al circuitului cînd este conectată sarcina R_s . Pentru această inductanță va rezulta o bobină cu un număr total de spire n_t .

De pe caracteristica statică a tranzistorului $I_D = f(U_{gs})$ din fig. 3.76 rezultă valoarea curentului de saturație I_{Dsat} (la $U_{gs} = 0$). Mărimea impulsului de curent din drenă se ia:

$$I_{Dm} = 1,1 I_{Dsat} \quad (3.213)$$

Din reprezentarea grafică (fig. 3.77) pentru $\frac{I_{D1}}{D_m}$ rezultă valoarea semiunghiului de conducție θ . Tot de aici rezultă valoarea componentei continue a curentului de drenă I_{D0} .

Puterea absorbită de la sursa de alimentare:

$$P_a = I_{D0} E_D \quad (3.214)$$

Puterea disipată în drena tranzistorului:

$$P_d = P_a - P \quad (3.215)$$

Această putere trebuie să fie mai mică decît puterea disipată maxim admisibilă a tranzistorului P_{dmax} .

Randamentul de conversie al oscilatorului:

$$\eta = \frac{P}{P_a} \quad (3.216)$$

Tensiunea de polarizare U_{g0} se calculează din relația (3.204). Din relațiile (3.205) și (3.206) se calculează valorile rezistenței R_g și ale condensatorului C_g .

Panta efectivă se calculează din:

$$g'_m = \frac{I_{D1}}{U_{g1}} \quad (3.217)$$

unde $U_{g1} \simeq U_{g0}$.

Raportul numărului de spire al circuitului derivație se determină din condiția de amorsare a oscilațiilor:

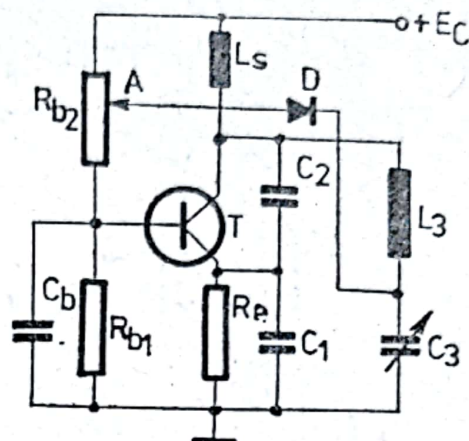
$$g'_m = \frac{1}{n} \frac{1}{R_{11e}} + n \left[\frac{R_{22e} + \left(\frac{n_{21}}{n_{41}} \right)^2 R_s}{R_{22e} \times \left(\frac{n_{21}}{n_{41}} \right)^2 R_s} \right] \quad (3.218)$$

unde:

$$n = \frac{n_{31}}{n_{21}} \quad \text{și} \quad n_t = n_{31} + n_{21}$$

În cazul oscilatoarelor cu frecvență variabilă este necesară o stabilizare mai bună a amplitudinii. În fig. 3.79 este reprezentată schema unui oscilator Clapp la care amplitudinea oscilațiilor este stabilizată cu ajutorul diodei D . Când amplitudinea oscilațiilor de-

Fig. 3.79. Stabilizarea amplitudinii unui oscilator cu frecvență variabilă.



pășește valoarea tensiunii continue dintre cursorul A al potențiometrului și masă, dioda începe să conducă. Tensiunea redresată de diodă produce o scădere a curentului de bază și prin urmare a pantei g_m pînă cînd mărimea amplitudinii revine la valoarea sa inițială. Mărimea amplitudinii oscilațiilor poate fi reglată cu ajutorul potențiometrului R_{b2} .

3.6. Oscilatoare cu cristal de cuarț

3.6.1. Cristal de cuarț

Anumite cristale, cum sînt cuarțul, turmalina, sarea Seignette etc. prezintă proprietăți piezoelectrice. Cristalul cel mai utilizat în domeniul frecvențelor radio este cuarțul. Dacă unui cristal de cuarț i se aplică un efort mecanic, atunci pe fețele lui apar sarcini electrice, acest fenomen fiind denumit efect piezoelectric direct. Fenomenul piezoelectric este reversibil, adică la aplicarea unei tensiuni electrice între două fețe ale cristalului vor apare deformări mecanice ale acestuia. Aplicînd o tensiune alternativă electrozilor de contact ai unei plăcuțe de cuarț (fig. 3.80) aceasta va vibra mecanic în ritmul frecvenței tensiunii aplicate cînd frecvența de rezonanță mecanică este egală cu cea a tensiunii.

Aceste vibrații pot fi produse în moduri diferite, care depind de axa de tăiere a cristalului și de poziția electrozilor de contact față

de diferitele axe ale cristalului. Pentru frecvențe de la 4 la 50 kHz se utilizează vibrații de încovoiere (fig. 3.81, a), de la 50 la 300 kHz vibrații longitudinale (fig. 3.81, b), de la 100 la 550 kHz vibrații de forfecare de suprafață (fig. 3.81, c), de la 0,5 la 15 MHz vibrații de

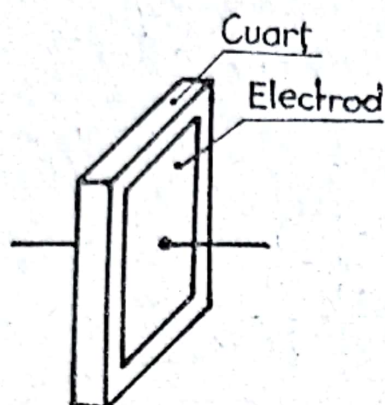


Fig. 3.80. Plăcuță de cuarț cu electrozi de contact.

grosime (fig. 3.81, d) și de la 3 la 50 MHz vibrații de forfecare în grosime (fig. 3.81, e).

Frecvența de vibrație (în kHz) a cristalelor de cuarț tăiate după diferite axe este dată de relația:

$$f_s = \frac{1660 - 2860}{s} \quad (3.219)$$

unde s este grosimea plăcii, în mm. Din această relație rezultă că frecvența scade cu creșterea grosimii cristalului.

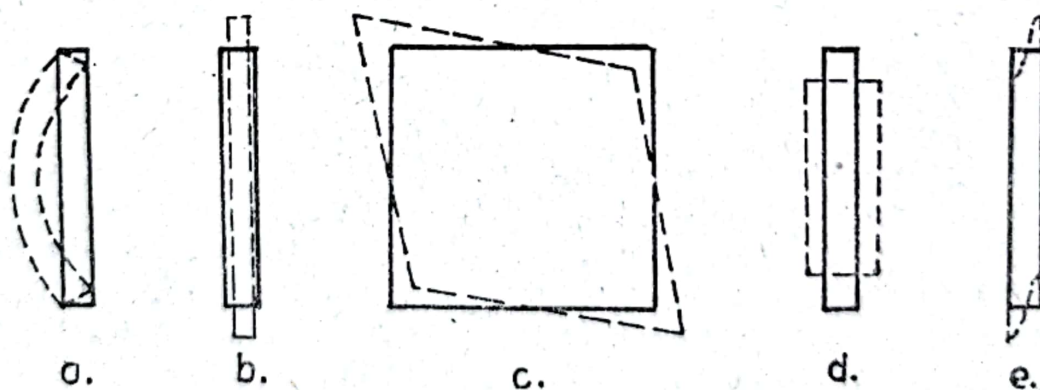


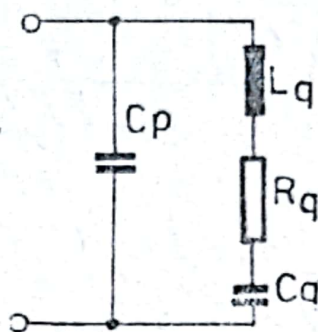
Fig. 3.81. a — vibrații de încovoiere; b — vibrații longitudinale; c — vibrații de forfecare de suprafață; d — vibrații de grosime; e — vibrații de forfecare în grosime.

Cristalul de cuarț este echivalent din punct de vedere electric cu un circuit oscilant compus dintr-o inductanță L_q , o rezistență R_q și o capacitate C_q legate în serie (fig. 3.82), L_q reprezintă masa cris-

talului, C_q elasticitatea sa și R_q reprezintă frecările mecanice. Capacitatea C_p este capacitatea dintre electrozii de contact ai cristalului.

În fig. 3.83 este reprezentată variația cu frecvența a modulului impedanței circuitului echivalent și a fazei acesteia. Frecvența f_s

Fig. 3.82. Circuitul echivalent al unui cristal de cuarț.

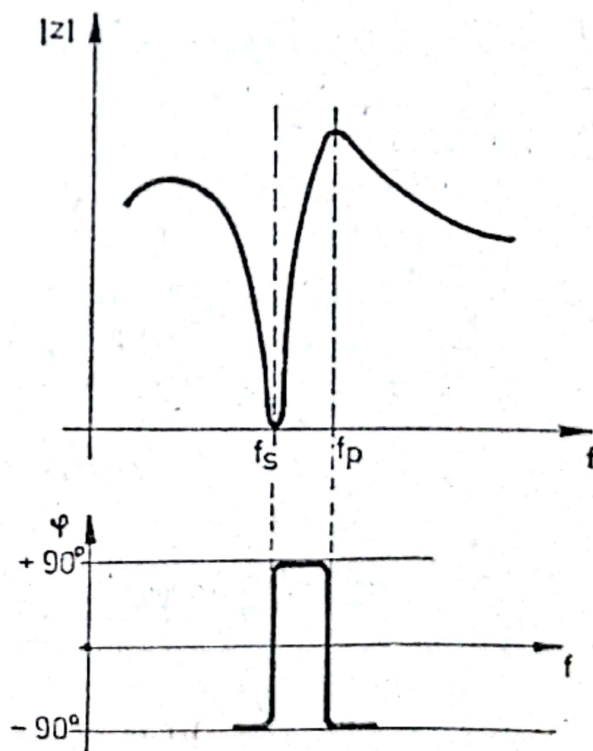


este frecvența de rezonanță serie a cristalului adică frecvența la care reactanța capacității C_q și cea a inductanței L_q sînt egale:

$$f_s = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_q C_q}} \quad (3.220)$$

Circuitul rezultat este format din rezistența R_q în paralel cu capacitatea C_p . Deoarece R_q este foarte mic față de reactanța lui C_p

Fig. 3.83. Variația cu frecvența a modulului impedanței circuitului echivalent și a fazei acesteia.



rezonanța serie apare la o impedanță minimă și un defazaj egal cu zero. La o frecvență mai mare decît f_s impedanța circuitului echivalent devine inductivă ($\varphi = +90^\circ$) [22] iar modulul ei crește atîngînd o

valoare maximă la o frecvență f_p la care reactanța inductanței L_q devine egală cu reactanța capacității rezultată din conectarea în serie a capacităților C_p și C_q . Deci frecvența de rezonanță derivație este dată de relația:

$$f_p = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_q \frac{C_p C_q}{C_p + C_q}}} = f_s \sqrt{1 + \frac{C_q}{C_p}} \quad (3.221)$$

Raportul $\frac{C_q}{C_p}$ este foarte mic (C_p are valori de la 1 la 50 pF, iar C_q de la 0,00005 la 0,2 pF) și prin urmare frecvența f_p este foarte apropiată de f_s ; de obicei diferența dintre aceste frecvențe este mai mică de 10%. În regiunile din afara acestor două frecvențe de rezonanță impedanța cristalului devine capacitivă.

Diferența dintre frecvența derivație și cea serie poate fi exprimată prin relația:

$$f_p - f_s = \frac{1}{2} f_s \frac{C_q}{C_p} \quad (3.222)$$

În practică, în serie sau în paralel cu cristalul de cuarț este conectată o capacitate C_s denumită capacitate de sarcină a cristalului (fig. 3.84).

Această capacitate este necesară deoarece la frecvența de derivație f_p funcționarea cristalului este instabilă. Prin adăugarea capacității C_s frecvența de rezonanță derivație este deplasată către frecvența de rezonanță serie f_s și din relația (3.222) rezultă noua frecvență de lucru derivație:

$$f'_p - f_s = \frac{1}{2} f_s \frac{C_q}{C_p + C_s} \quad (3.223)$$

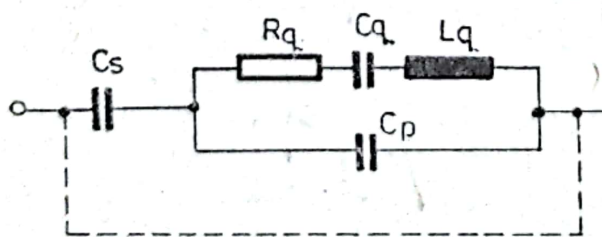


Fig. 3.84. Conectarea capacității de C_s a cristalului.

Valoarea capacității C_s se alege de 3—4 ori mai mare decât valoarea lui C_p pentru a asigura o funcționare stabilă a cristalului. De

obicei valoarea lui C_s este dată la caracteristicile cristalului. În aceste condiții rezistența echivalentă serie a cristalului este:

$$R_o = R_q \left(1 + \frac{C_p}{C_s} \right)^2 \quad (3.224)$$

Amplitudinea oscilațiilor mecanice ale cristalului trebuie să fie limitată pentru a evita deteriorarea lui. Totodată datorită unor fenomene de neliniaritate frecvențele de rezonanță variază în funcție de amplitudinea oscilațiilor. Puterea activă disipată în cristal:

$$P = R_o I_q = \frac{U_q^2}{R_o} \quad (3.225)$$

sau nivelul de excitație al cristalului este indicat în foile de catalog, I_q fiind curentul prin cristal și U_q tensiunea la bornele acestuia.

Factorul de calitate al cristalului este:

$$Q_o = \frac{\omega_s L_q}{R_q} \quad (3.226)$$

Deoarece rezistența de pierderi R_q este mult mai mică decât reactanța $\omega_s L_q$ factorul de calitate poate ajunge la valori foarte mari. Rezistența R_q este de ordinul a 10 K Ω la 50 KHz, se reduce la 1 K Ω între 50 KHz și 1 MHz și scade sub 100 Ω peste 1 MHz. Inductanța L_q poate să varieze de la 300 000 H pentru un cristal de joasă frecvență pînă la 5 mH pentru un cristal de 200 MHz. Factorul de calitate are astfel valori cuprinse între 1 000 și 50 000. Dacă se plasează cristalul într-un balon de sticlă vidat pentru a suprima amortizarea produsă de aer se pot atinge valori de ordinul a 500 000.

Un alt parametru important al unui cristal este deviația relativă a frecvenței $\frac{\Delta f}{f}$ dată în cataloage pentru o gamă de temperaturi ΔT .

Cristalele de cuarț sînt fabricate pentru frecvențe f_s cuprinse între 1 KHz și 20 MHz. Peste această frecvență se utilizează cristale „overtone” care au proprietatea de a rezona pe un multiplu impar al frecvenței fundamentale. Astfel se pot obține cristale pînă la frecvențe de ordinul a 200 MHz.

3.6.2. Oscilatoare cu cristal de cuarț

După cum s-a arătat mai înainte, pentru a reduce influența parametrilor tranzistorului asupra frecvenței de oscilație este necesar să se utilizeze circuite LC cu un factor de calitate foarte ridicat. În

practică se pot realiza bobine cu un factor de calitate cuprins între 100 și 300. În plus, influența temperaturii asupra circuitului LC duce de asemenea la o variație a frecvenței de oscilație. Un cristal de cuarț are un factor de calitate foarte ridicat (de ordinul zecilor de mii) și o stabilitate înaltă cu temperatura. Prin urmare curba de rezonanță a cuarțului este foarte ascuțită și deci frecvența de oscilație a unui oscilator cu cuarț nu se poate abate prea mult de frecvența de rezonanță a cuarțului. Pentru o deviație de frecvență de 3 dB în jurul frecvenței f_s :

$$\Delta f = \frac{f_s}{Q_c} \quad (3.227)$$

Schema bloc a unui oscilator cu cristal de cuarț este identică cu cea din fig. 1.9, în care cristalul este inclus în rețeaua de reacție β . Cînd oscilatorul generează frecvența f_s este necesar să fie îndeplinită condiția de fază (relația 1.18). Dacă se modifică faza φ_a a amplificatorului această modificare trebuie să fie compensată de o modificare în sens opus a fazei φ_b a rețelei de reacție astfel ca relația de fază să fie îndeplinită. Această modificare a lui φ_b trebuie să aibă loc pentru o variație cit mai mică a frecvenței.

În jurul frecvenței de rezonanță serie f_s se poate considera că reactanța inductivă pentru $f > f_s$ este egală cu cea capacitivă pentru $f < f_s$. Reactanța totală a circuitului serie:

$$\Delta X_s = \Delta X_L + \Delta X_C \simeq 2 \Delta X_L \quad (3.228)$$

unde: $\Delta X_L = \Delta \omega L_q$.

Variația fazei în apropierea lui f_s este:

$$\operatorname{tg} \Delta \varphi \simeq \frac{\Delta X_s}{R_q} = \frac{2 \Delta \omega L_q}{R_q} \quad (3.229)$$

Pentru unghiuri mici $\operatorname{tg} \Delta \varphi = \Delta \varphi$ și relația (3.229) devine:

$$\frac{\Delta f}{f_s} = \frac{\Delta \varphi}{2 Q_c} \quad (3.230)$$

unde: $\omega = 2 \pi f_s$.

După cum se vede din relația (3.230) datorită valorii foarte mari a lui Q_c la o variație mare $\Delta \varphi$ a fazei va avea loc o foarte mică variație Δf a frecvenței. Prin urmare oscilatoarele cu cristal de cuarț prezintă o foarte bună stabilitate a frecvenței.

Un oscilator la care cristalul de cuarț este montat între colector și bază este oscilatorul Pierce prezentat în fig. 3.85.

Acest montaj poate lucra fie ca oscilator Colpitts, fie ca oscilator Clapp, în acest caz cristalul oscilind pe frecvența de rezonanță serie. Când montajul lucrează ca oscilator Clapp este necesar ca $C_1, C_2 \gg C_q$ și pentru o stabilitate maximă a frecvenței de oscilație

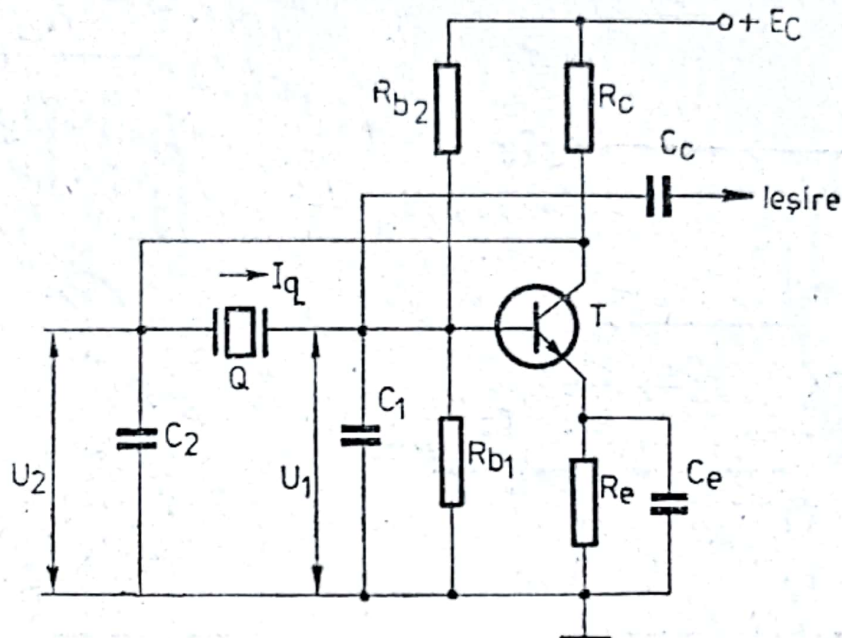


Fig. 3.85. Oscilator cu cuarț de tip Pierce.

se alege $C_1 = C_2$. În această situație condiția de amorsare a oscilațiilor poate fi scrisă [86]:

$$C_0 \leq \frac{1}{4\pi f_s} \sqrt{\frac{g_m}{R_q}} \quad (3.231)$$

unde $C_0 = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$, g_m este panta tranzistorului, iar R_q reprezintă rezistența serie a cristalului de cuarț. Din valoarea capacității C_1 rezultată din calcul trebuie scăzută capacitatea de intrare a C_{11e} a tranzistorului:

$$C'_1 = C_1 - C_{11e} \quad (3.232)$$

Capacitatea $\frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$ reprezintă capacitatea de sarcină C_s a cristalului. Amplitudinea curentului prin cristal este dată de relația:

$$I_q \simeq U_1 \omega_s C_1 \simeq U_2 \omega_s C_2 \quad (3.233)$$

și din relația (3.225) se calculează puterea disipată în cristal.

Frecvența de oscilație poate fi ajustată în limite mici de ordinul 10^{-4} prin conectarea unui condensator trimer în serie cu cuarțul.

Cînd este necesară o tensiune cu un conținut mic de armonici, rezistența R_c din colector va fi înlocuită cu un circuit oscilant LC

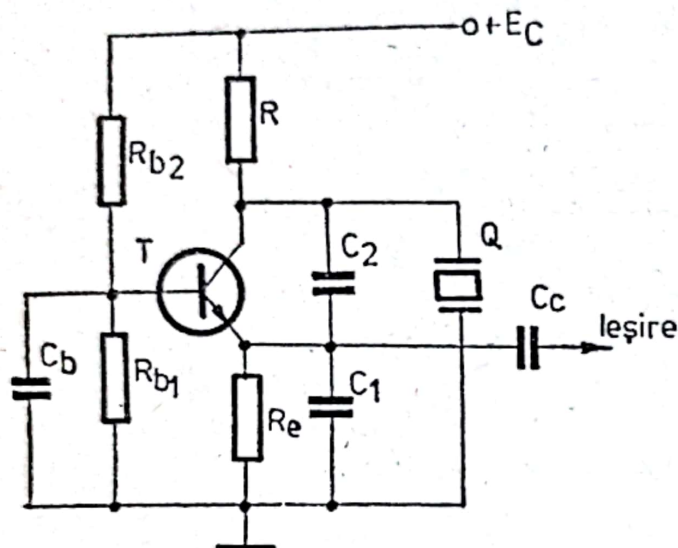


Fig. 3.86. Oscilator Pierce în montaj bază comună.

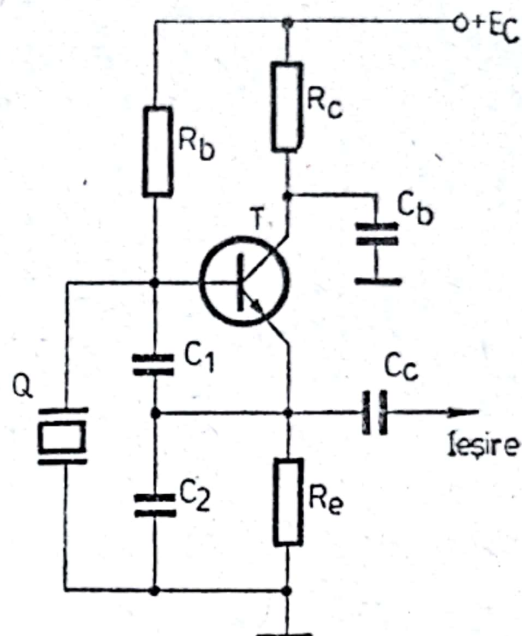


Fig. 3.87. Oscilator Pierce în montaj colector comun.

acordat pe o frecvență mai mică decît frecvența de oscilație. Această frecvență trebuie să difere cu 200% de frecvența de oscilație.

Oscilatorul Pierce poate fi realizat și într-un montaj bază comună ca în fig. 3.86 sau colector comun ca în fig. 3.87. El poate fi realizat de asemenea cu un tranzistor cu efect de cîmp ca în fig. 3.88.

Pentru îmbunătățirea formei de undă generate se introduce o reacție negativă prin montarea unei rezistențe în sursă și se determină o valoare optimă a rezistenței R_g din grilă. Pentru a evita apariția unor oscilații parazite se conectează uneori în paralel cu R_g o capacitate de ordinul a 10 pF. În concluzie se poate spune că oscilatorul Pierce este un oscilator la care cuarțul necesită o putere de excitație redusă pentru a oscila, însă nu poate lucra decît pe frecvența de oscilație fundamentală.

Un oscilator cu cuarț de tip Miller poate fi realizat cu un tranzistor cu efect de cîmp ca în fig. 3.89.

Aceasta este de fapt un oscilator Hartley la care reacția este realizată prin capacitatea drenă-grilă. Circuitul derivației L_2C_2 din

drenă trebuie să fie acordat pe o frecvență mai mare cu 20% decât frecvența de oscilație pentru a reprezenta o reactanță inductivă. Cristalul de cuarț prezintă și el o reactanță inductivă întrucât lucrează pe o frecvență cuprinsă între frecvența de rezonanță serie și cea derivație.

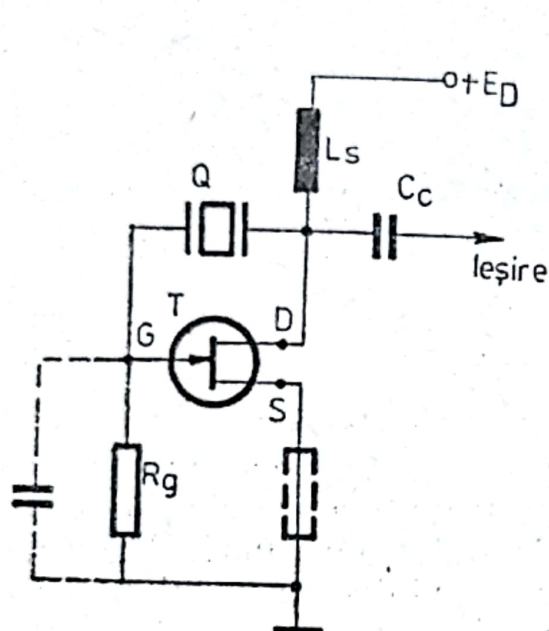


Fig. 3.88. Oscilator Pierce realizat cu un tranzistor cu efect de câmp.

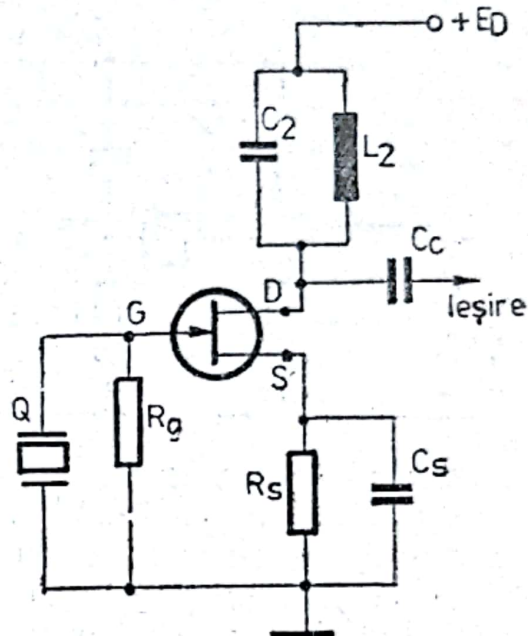


Fig. 3.89. Oscilator cu cuarț de tip Miller.

Polarizarea grilei se obține printr-un grup $R_s C_s$ de polarizare automată din sursa tranzistorului, această polarizare fiind transmisă grilei prin rezistența R_g . Pentru obținerea unei unde sinusoidale cu un conținut foarte mic de armonici se va introduce o reacție negativă în sursă prin omiterea condensatorului C_s . În acest caz însă amplitudinea oscilațiilor va fi micșorată.

Rezistența R_g din grilă trebuie să satisfacă condiția:

$$R_g \gg \frac{1}{(\omega C_i)^2 R_q} \quad (3.234)$$

și

$$R_q \ll \frac{1}{\omega C_i} \quad (3.235)$$

unde capacitatea de intrare C_i este:

$$C_i = C_{\mu s} + C_p \quad (3.236)$$

C_p fiind capacitatea parazită.

Oscilatorul Miller are a stabilitate a frecvenței ceva mai scăzută față de oscilatorul Pierce însă prezintă avantajul că poate oscila pe frecvențe „overtone“.

Un oscilator cu cuarț realizat cu ajutorul unei diode tunel este arătat în fig. 3.90.

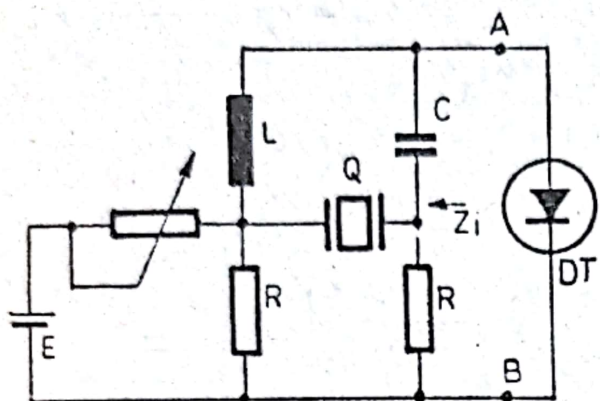


Fig. 3.90. Oscilator cu cuarț cu diodă tunel.

Impedanța de intrare Z_i a circuitului văzută de dioda tunel între punctele A și B este egală cu R la toate frecvențele din afara frecvenței de rezonanță serie f_s a cristalului de cuarț. Valoarea acestei rezistențe R este mai mică decât modulul rezistenței negative ρ a diodei tunel și circuitul nu va oscila.

La frecvența de rezonanță f_s , valoarea impedanței Z_i se mărește, depășind valoarea rezistenței ρ și circuitul va genera oscilații. Valoarea acestei impedanțe este:

$$Z_i = R \left(1 + \frac{R}{R_q} \right) > \rho \quad (3.237)$$

unde R_q este rezistența serie a cristalului de cuarț. Rezistența R se alege egală cu reactanțele X_L și X_C ale circuitului derivației la frecvența f_s și rezultă:

$$R = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (3.238)$$

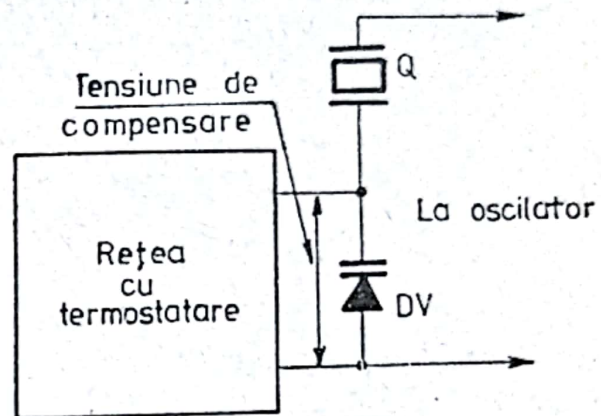
$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (3.239)$$

Prin alegerea unui raport $\frac{R}{R_q}$ astfel încît Z_i la frecvența f_s să fie foarte apropiat de ρ circuitul va genera un semnal sinusoidal cu distorsiuni minime.

În concluzie se poate spune că stabilitatea oscilatoarelor cu cuarț pentru o gamă relativ largă de temperaturi este de ordinul a

$10^{-4} \div 10^{-5}$ și poate ajunge la $10^{-6} \div 10^{-8}$ în cazul termostatării cuarțului. Termostatarea se realizează de obicei într-o incintă în care temperatura este menținută aproximativ constantă la $75 \div 80^{\circ}\text{C}$

Fig. 3.91. Compensarea deviației de frecvență a unui cristal de cuarț cu ajutorul unei diode varicap comandate de o rețea cu termistoare.



cu ajutorul unui releu cu bimetal. O metodă mai modernă constă în compensarea deviației de frecvență a cristalului cu ajutorul unei diode varicap comandată de o rețea cu termistoare ca în fig. 3.91.

4. ELEMENTE AUXILIARE ALE OSCILATOARELOR DE AUDIO ȘI DE RADIOFRECVENȚĂ

Pentru a realiza un generator de audio sau de radiofrecvență sub forma unui aparat electronic independent este necesar ca oscilatorul să fie prevăzut cu o serie de elemente auxiliare.

În cazul unui generator de audiofrecvență aceste elemente sînt: etajul separator, atenuatorul de ieșire, voltmetrul electronic, etajul de formare a semnalelor dreptunghiulare și sursa de alimentare.

Un generator de radiofrecvență poate fi prevăzut cu următoarele elemente auxiliare: etajul separator, etajul modulator, atenuatorul de ieșire, voltmetrul și modulometrul electronic, oscilatorul de audiofrecvență care furnizează semnalul de modulație și sursa de alimentare.

Din punct de vedere al complexității unui generator aceste aparate pot fi împărțite în trei mari categorii: generator simplu, generator de serviciu sau de semnal și generator de semnal standard de radiofrecvență.

Un generator simplu este format din etajul oscilator, un etaj separator de ieșire și sursa de alimentare (fig. 4.1).

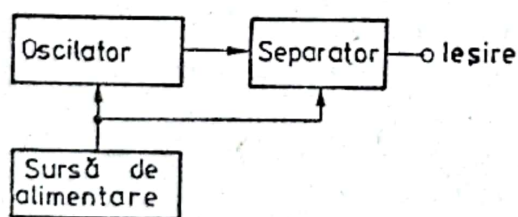


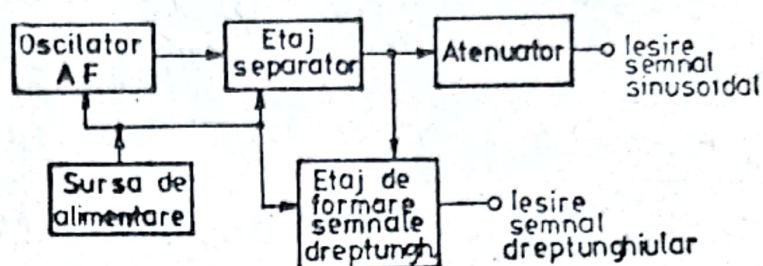
Fig. 4.1. Schema bloc a unui generator simplu.

Acest generator poate fi folosit sub forma unui aparat independent sau poate fi o parte componentă a unei aparaturi electronice complexe. Generatoarele de serviciu și de semnal standard sînt aparate independente care se utilizează în laboratoarele de măsurări electronice.

Un generator de serviciu de audiofrecvență este format din oscilatorul de audiofrecvență, etajul separator, atenuatorul de ieșire,

voltmetrul electronic, etajul de formare a semnalelor dreptunghiulare și sursa de alimentare. Schema bloc a generatorului este prezentată în fig. 4.2.

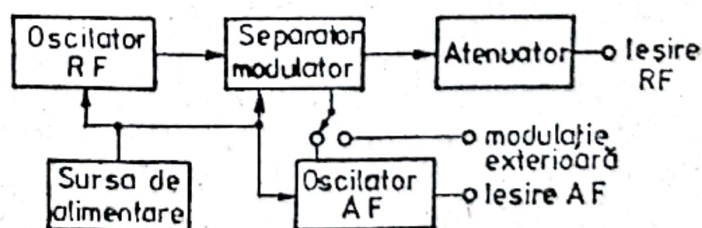
Fig. 4.2. Schema bloc a unui generator de serviciu de audiofrecvență.



Un generator de serviciu de radiofrecvență este compus din oscilatorul de radiofrecvență, etajul separator-modulator, atenuatorul de ieșire, oscilatorul de audiofrecvență și sursa de alimentare generală. Schema bloc a generatorului este arătată în fig. 4.3.

Oscilatorul de radiofrecvență generează un semnal de frecvență variabil cuprins între 100 kHz și 100 MHz. Variația frecvenței se realizează în trepte prin schimbarea bobinelor circuitului acordat și continuu, în limitele fiecărei game, cu ajutorul condensatorului variabil de acord. Întrucât, în măsurările de laborator este uneori necesar un semnal de radiofrecvență modulat, generatorul, este prevăzut cu un etaj separator-modulator, în care tensiunea de radio-frecvență furnizată de oscilator este modulată în amplitudine cu un semnal de audiofrecvență luat fie din exterior, fie de la un oscilator interior de audiofrecvență. Oscilatorul de audiofrecvență generează de obicei un semnal de 400 Hz a cărui amplitudine asigură un grad de modulație de 30% (nereglabil). Frecvența indicată de scala aparatului este afectată de o eroare de cel mult $\pm 2\%$. Amplitudinea tensiunii de ieșire poate fi variată cu ajutorul unui atenuator.

Fig. 4.3. Schema bloc a unui generator de serviciu de radiofrecvență.



nuator între 1 μ V și 1 V. Generatoarele de serviciu se folosesc frecvent în laboratoarele de măsurări și în punctele de reglare și control din fabricile de aparatură electronică. Pentru ca acest generator să poată fi folosit și la verificarea amplificatoarelor de joasă frecvență sau la alimentarea punților de măsurare el este prevăzut cu o bornă de ieșire pentru semnalul de audiofrecvență.

La generatoarele de semnal standard de radiofrecvență, frecvența, amplitudinea și gradul de modulație al semnalului de ieșire sînt toate reglabile și cunoscute cu precizie mare. Schema bloc a unui generator este prezentată în fig. 4.4.

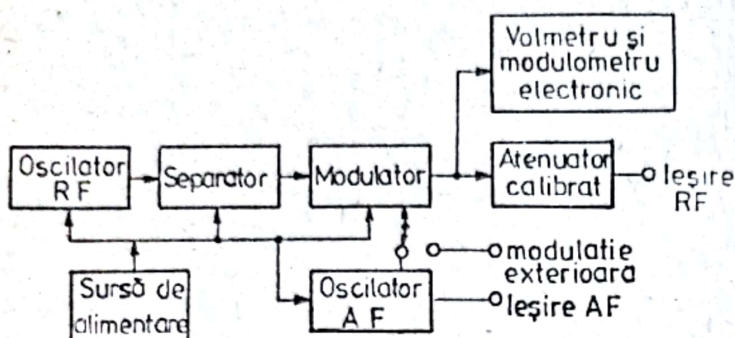


Fig. 4.4. Schema bloc a unui generator de semnal standard de radiofrecvență.

Pentru ca oscilatorul de radiofrecvență să nu fie influențat de modificarea regimului de funcționare al modulatorului la schimbarea frecvenței sau a gradului de modulație, s-a intercalat între oscilator și modulator un etaj separator. Astfel, generatorul va avea o foarte bună stabilitate a frecvenței (oscilatorul fiind despărțit de sarcină prin două etaje separatoare), o modulație de frecvență parazită mică și un coeficient redus de distorsiuni neliniare. Oscilatorul de audiofrecvență care asigură modulația internă funcționează pe câteva frecvențe fixe (de obicei 400, 1 000 și 4 000 Hz) și este de tipul RC. Uneori se introduce un etaj separator (cel mai frecvent un repetor pe emitor) între acest oscilator și modulator. Moduladorul permite variația gradului de modulație intern cu ajutorul unui potențiommetru în limitele 0—80%. Amplitudinea semnalului de radiofrecvență nemodulat se măsoară cu un voltmetru electronic conectat înaintea atenuatorului. Acest voltmetru este utilizat printr-o comutare și la măsurarea gradului de modulație. Atenuatorul calibrat de la ieșire asigură obținerea unor tensiuni de valori cunoscute cu precizie în tot domeniul de frecvențe al generatorului, aceste tensiuni fiind cuprinse între 1 μ V și 1 V.

Eroarea frecvenței la generatoarele de semnal standard poate să fie de maximum 0,5—1%. Stabilitatea frecvenței la variații de $\pm 10\%$ ale tensiunii de alimentare de la rețea este cuprinsă în limitele 0,01—0,1%. Stabilitatea frecvenței la schimbarea temperaturii cu 1°C este de circa 0,003—0,006%. Coeficientul de distorsiuni neliniare al semnalului nemodulat este de maximum 3—5%, iar distorsiunile neliniare introduse prin modulație asupra semnalului modulator sînt cuprinse între 1 și 5%. Generatoarele de semnal standard au fost denumite astfel din cauza măsurărilor tip ce se efectuează cu ele asupra radioreceptoarelor și televizoarelor.

4.1. Etajul separator

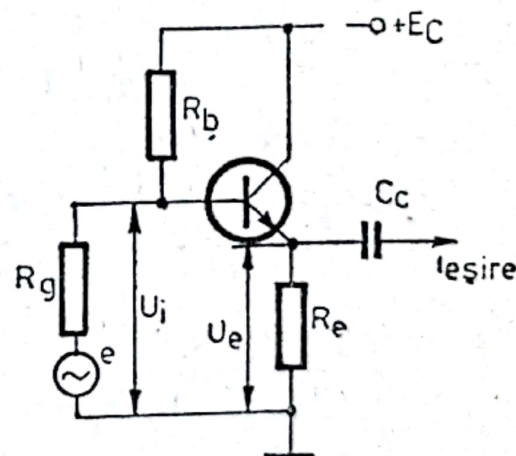
Cînd oscilatorul nu este un oscilator de putere el nu poate fi conectat direct la o impedanță de sarcină exterioară, deoarece aceasta ar putea produce o modificare a frecvenței de oscilație și o distorsionare a semnalului generat. De aceea, între oscilator și sarcină se intercalează un etaj separator, care poate fi realizat fie sub forma unui etaj de amplificare în cazul în care impedanța de sarcină are o valoare mare, fie sub forma unui repetor pe emitor în cazul unei impedanțe de sarcină de valoare mică. Etajul de amplificare se utilizează numai atunci cînd este necesară o tensiune de ieșire mare. Repetorul pe emitor este mult utilizat ca etaj separator, deoarece el prezintă o impedanță de intrare mare și o impedanță de ieșire mică, ceea ce face ca tensiunea de ieșire să rămînă aproximativ constantă la variații mari ale impedanței de sarcină.

Amplificarea de tensiune a repetorului pe emitor prezentat în fig. 4.5 se poate scrie:

$$A_u \simeq \frac{h_{21e} R_e}{h_{11e} + h_{21e} R_e} \quad (4.1)$$

Dacă $h_{21e} R_e \gg h_{11e}$, atunci amplificarea de tensiune este egală cu unitatea.

Fig. 4.5. Schema de principiu a unui repetor pe emitor.



Impedanța de intrare a repetorului este dată de relația:

$$Z_i \simeq h_{11e} + (1 + h_{21e}) R_e \quad (4.2)$$

Dacă se aleg pentru rezistența din emitor R_e valori de la 1 k Ω în sus și deoarece la tranzistoarele uzuale h_{11e} nu depășește 2—3 k Ω atunci impedanța de intrare va fi egală cu:

$$Z_i \simeq (1 + h_{21e}) R_e \quad (4.3)$$

Valoarea maximă a acestei impedanțe nu poate depăși impedanța de ieșire $\frac{1}{h_{22e}}$ a tranzistorului. La calculul acestei impedanțe trebuie să se țină seama că rezistența R_b de polarizare a bazei este conectată în paralel pe Z_i .

Impedanța de ieșire este expresia:

$$Z_{ieș} = \frac{h_{11e} + R_g}{h_{21e} + h_{22e} R_g} \quad (4.4)$$

unde R_g este rezistența internă a generatorului de la intrarea montajului. La $R_g = 0$ se va obține valoarea minimă a impedanței de ieșire:

$$Z_{ieș \min} \cong \frac{h_{11e}}{h_{21e}} \quad (4.5)$$

4.2. Etajul modulator

În aparatura de telecomunicații este necesar ca semnalul de radiofrecvență generat să fie modulat în amplitudine. În acest caz, după cum se vede în fig. 4.6 amplitudinea semnalului de radiofrecvență variază în ritmul semnalului modulator de audiofrecvență.

Gradul de modulație m este dat de relația:

$$m = \frac{U_{max} - U_0}{U_0} 100 = \frac{U_0 - U_{min}}{U_0} 100 [\%] \quad (4.6)$$

Modulația în amplitudine se realizează într-un etaj amplificator acordat de radiofrecvență sau printr-un circuit cu diodă. Pen-

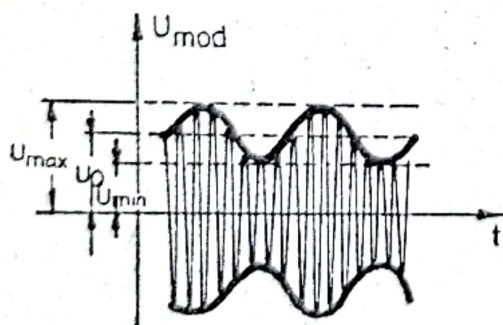


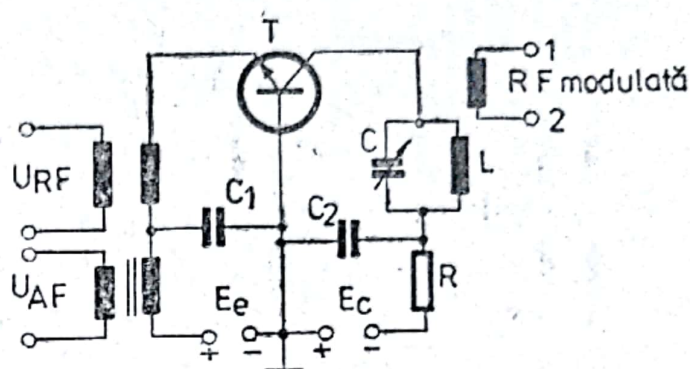
Fig. 4.6. Semnal de radiofrecvență modulată în amplitudine.

tru obținerea unui grad mare de modulație și a unor distorsiuni de modulație mici este necesar ca etajul modulator să lucreze în regim de clasă C.

În cazul etajului modulator realizat cu tranzitor, semnalul de audiofrecvență poate fi aplicat pe bază, pe emitor sau pe colector.

Etajul modulator lucrează în regim de clasă C, semiunghiul de tăiere θ al curentului de colector trebuind să aibă valorile: $\theta_{min}=60^\circ$, $\theta_0=90^\circ$, $\theta_{max}=120^\circ$ (θ_0 corespunde curentului de colector nemodulat).

Fig. 4.7. Etaj modulator cu modulație pe emitor.



În fig. 4.7 este prezentat etajul modulator cu modulație pe emitor.

Tensiunea modulatoră de audiofrecvență este aplicată în serie cu tensiunea de radiofrecvență și cu dioda emitor-bază. Această diodă este polarizată cu tensiunea E_e . Valoarea acestei tensiuni se alege egală cu tensiunea de tăiere U_t a caracteristicii $I_e=f(U_e)$ deoarece în acest caz se obține $\theta_0=90^\circ$, după cum se vede în fig. 4.8.

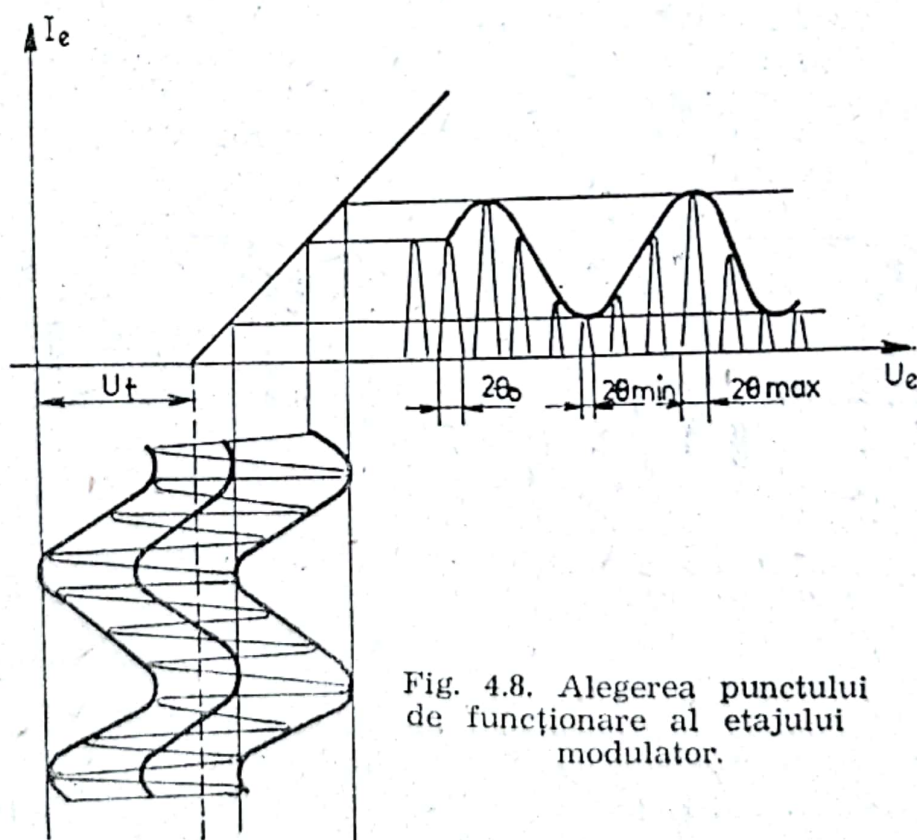


Fig. 4.8. Alegerea punctului de funcționare al etajului modulator.

Un etaj modulator cu modulație pe bază este arătat în fig. 4.9.

Acest etaj are o funcționare similară cu cea a etajului precedent, cu deosebirea că în acest caz se utilizează pentru modulație caracteristica inversă a diodei emitor-bază, adică $I_b = f(U_b)$. Tensiunea de

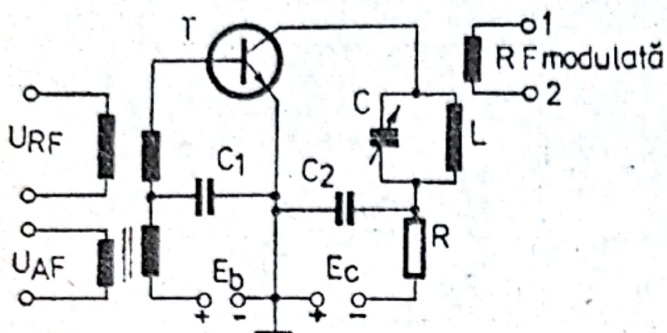


Fig. 4.9. Etaj modulator cu modulație pe bază.

polarizare a bazei E_b se alege egală cu tensiunea de tăiere a acestei caracteristici. Condensatorul C_1 (fig. 4.7 și fig. 4.9) trebuie să aibă o reactanță mică la frecvența radio, iar C_2 o reactanță mică la frecvența audio. Pentru ambele etaje modatoare liniaritatea caracteristicii de modulație este bună pînă la un grad de modulație de circa 60%.

În fig. 4.10 este arătat un etaj modulator cu modulație pe colector.

În acest caz, tensiunea modatoare de audiofrecvență este aplicată în serie cu tensiunea de alimentare de colector E_c . Acest lucru va avea ca rezultat o variație a tensiunii de alimentare, ceea ce va duce la o variație în același ritm a tensiunii de radiofrecvență.

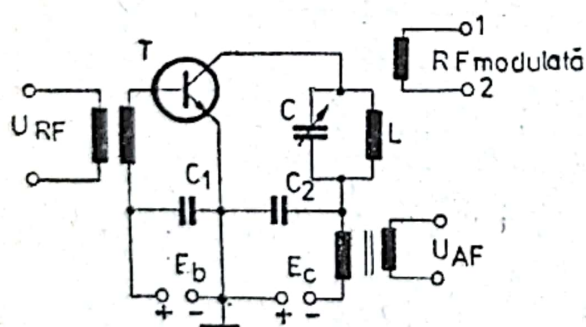


Fig. 4.10. Etaj modulator cu modulație pe colector.

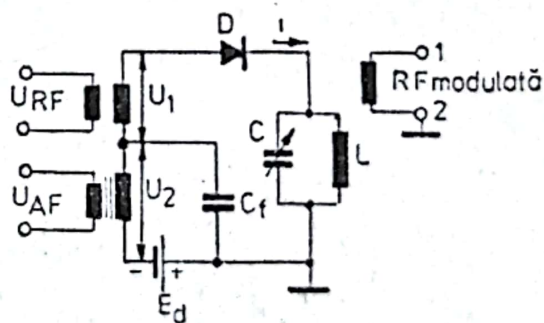


Fig. 4.11. Modulator cu diodă.

Liniaritatea modulației este foarte bună chiar la grade mari de modulație de 80—90%. Dezavantajul acestui sistem constă în faptul că tensiunile și puterile necesare pentru modulație și pentru radiofrecvență sînt mai mari. Deoarece circuitul LC din colector este acordat pe frecvența radio furnizată de oscilator, este necesar ca condensa-

torul variabil C al acestui circuit să fie cuplat mecanic pe același ax cu condensatorul de acord al oscilatorului de radiofrecvență.

Un sistem de modulație simplu poate fi realizat cu ajutorul unei diode semiconductoare. Un asemenea montaj este prezentat în fig. 4.11.

Alegînd amplitudinea tensiunii de radiofrecvență U_1 a tensiunii de audiofrecvență U_2 și tensiunea de polarizare a diodei E_d , astfel încît să fie îndeplinită relația:

$$E_d = U_2 = \frac{U_1}{2} \quad (4.7)$$

curentul care trece prin diodă va fi sub forma unor impulsuri a căror înălțime variază în ritmul semnalului modulator, așa cum se vede în fig. 4.12.

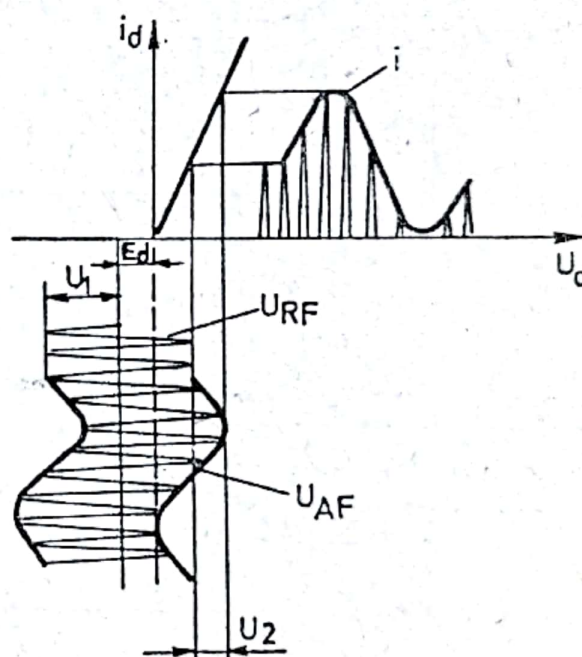


Fig. 4.12. Alegerea punctului de funcționare la modulatorul cu diodă.

Aceste impulsuri sînt aplicate unui circuit LC acordat pe frecvența radio, între capetele lui rezultînd o tensiune de radiofrecvență modulată în amplitudine. Dezavantajul acestui sistem de modulație constă în faptul că nu se pot obține decît puteri mici, de ordinul mW .

4.3. Atenuatorul calibrat

La generatoarele de audiofrecvență care au ca etaj separator de ieșire un repetor pe emitor, reglajul continuu al tensiunii de ieșire se realizează cu un potențiometrul P montat în emitorul repeto-

lui, reglajul în trepte obținându-se cu ajutorul unui atenuator calibrat ca în fig. 4.13.

La generatoarele de radiofrecvență uneori etajul modulator se utilizează și ca etaj separator de ieșire.

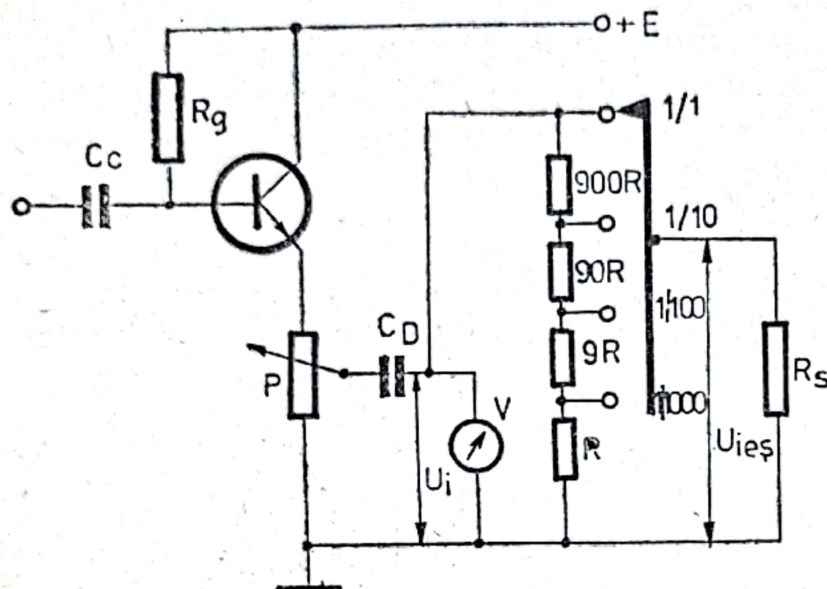


Fig. 4.13. Repetor pe emitor cu atenuator divizor de tensiune.

Între punctele 1 și 2 ale înfășurării secundare a modulatorului (fig. 4.9, fig. 4.10, fig. 4.11) se culege o tensiune de radiofrecvență ceva mai mare de 1 V. Mărimea acestei tensiuni poate fi reglată în mod continuu între 0 și 1 V cu ajutorul unui potențiomtru conectat între aceste puncte. Tensiuni mai mici de 1 V pot fi obținute cu ajutorul unui atenuator.

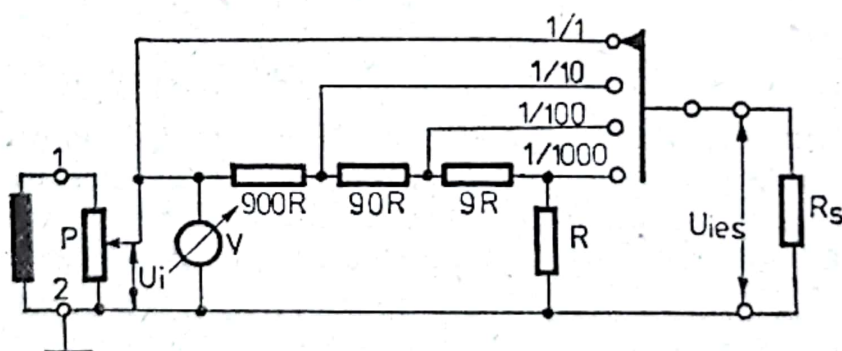


Fig. 4.14. Ieșirea modulatorului cu atenuator divizor de tensiune.

În fig. 4.14 este prezentată ieșirea modulatorului cu atenuator divizor de tensiune.

Atenuatorul permite obținerea unor rapoarte între tensiunea de ieșire U_{ies} și tensiunea de intrare U_i de 1/1, 1/10, 1/100 și 1/1 000.

Rezistența totală a divizorului trebuie să fie mult mai mare decât rezistența P a potențiometrului și de obicei se ia:

$$R_t = 10 P \quad (4.8)$$

și pentru cel din fig. 4.13:

$$R_t = 10 Z_{ieș} \quad (4.9)$$

unde $Z_{ieș}$ este impedanța de ieșire a repetorului și pentru atenuator rezultă $R_t = 1000 R$ (la valori mai mici de 50Ω rezistența R se rea-

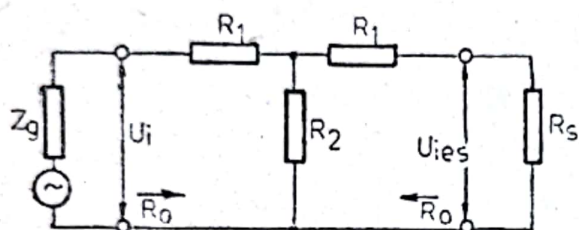


Fig. 4.15. Atenuator T .

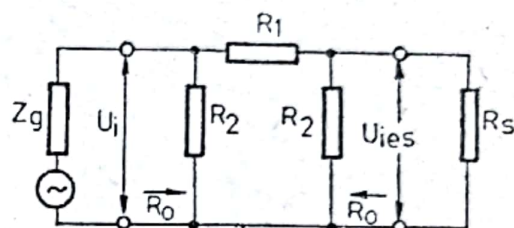


Fig. 4.16. Atenuator π .

lizează sub forma unei rezistențe bobinate). Cu toată simplitatea lui, acest atenuator are dezavantajul că prezintă pe diferitele trepte de atenuare rezistențe de ieșire diferite. Acest inconvenient poate fi înlăturat prin utilizarea unor atenuatoare cu rezistență de ieșire constantă de tipul T sau π , arătate în fig. 4.15 și respectiv fig. 4.16.

Pentru calculul acestor atenuatoare este necesar să se cunoască coeficientul de atenuare K și impedanța caracteristică R_0 a atenuatorului. Această impedanță este impedanța de intrare sau de ieșire a atenuatorului. Coeficientul de atenuare este dat de raportul dintre tensiunea de intrare și cea de ieșire:

$$K = \frac{U_i}{U_{ies}} \quad (4.10)$$

această valoare putînd fi exprimată în decibeli cu ajutorul relației:

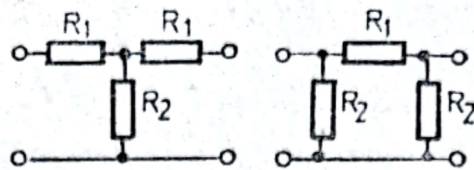
$$K[\text{dB}] = 20 \log \frac{U_i}{U_{ies}} \quad (4.11)$$

Cînd $Z_g = R_0 = R_s$ se pot calcula rezistențele atenuatorului cu următoarele relații:

— pentru atenuatorul T :

$$R_1 = R_0 \frac{K-1}{K+1} \quad (4.12)$$

$$R_2 = R_0 \frac{2K}{K^2-1} \quad (4.13)$$



Atenuator T Atenuator II

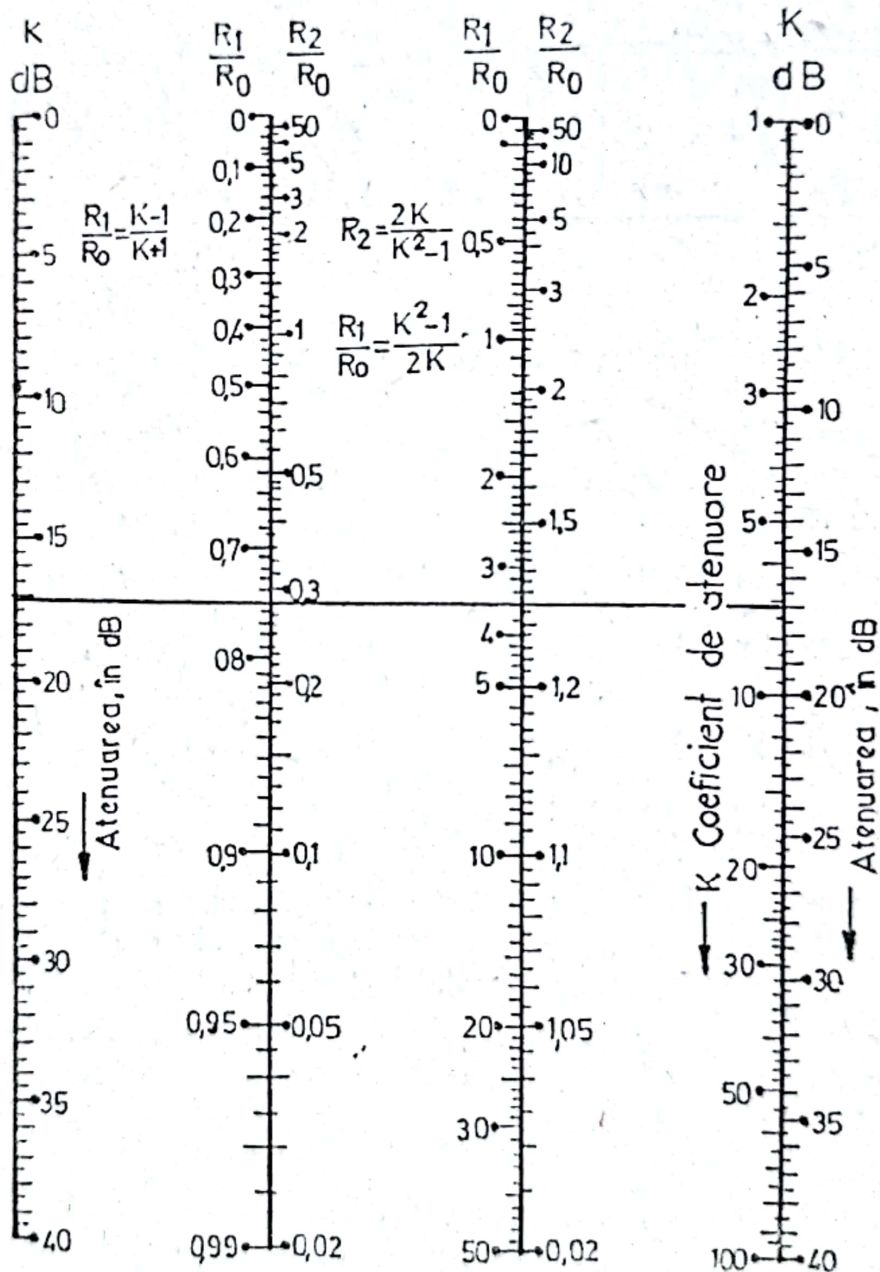


Fig. 4.17. Nomogramă pentru calculul rezistențelor atenuatorului.

— pentru atenuatorul π :

$$R_1 = R_0 \frac{K^2 - 1}{2K} \quad (4.14)$$

$$R_2 = R_0 \frac{K + 1}{K - 1} \quad (4.15)$$

Cu ajutorul nomogramei din fig. 4.17 se pot calcula cu precizie satisfăcătoare valorile acestor rezistențe. Această nomogramă se utilizează astfel: pe scările laterale se fixează valoarea atenuării K exprimată în decibeli și se unesc printr-o dreaptă aceste puncte. La intersecțiile acestei drepte cu scările atenuator T și atenuator π se obțin valorile rapoartelor $\frac{R_1}{R_0}$ și $\frac{R_2}{R_0}$ corespunzătoare tipului de atenuator.

De exemplu, pentru o atenuare K de 17 dB rezultă:

— pentru atenuatorul T :

$$\frac{R_1}{R_0} = 0,75; \quad \frac{R_2}{R_0} = 0,29$$

— pentru atenuatorul π :

$$\frac{R_1}{R_0} = 3,5; \quad \frac{R_2}{R_0} = 1,34$$

Pentru obținerea mai multor trepte de atenuare se vor lega în cascadă mai multe celule atenuatoare, coeficientul total de atenuare fiind în acest caz:

$$K_t = K_1 K_2 K_3 \dots \quad (4.16)$$

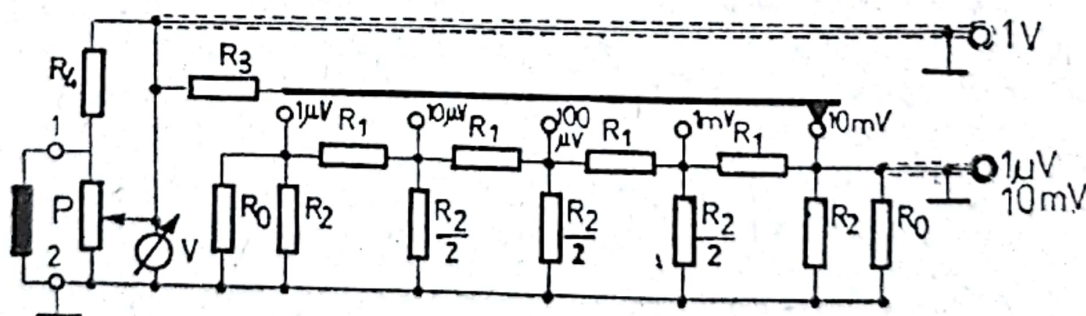


Fig. 4.18. Atenuator calibrat.

sau, în decibeli:

$$K_t[\text{db}] = K_1[\text{db}] + K_2[\text{db}] + K_3[\text{db}] + \dots \quad (4.17)$$

La generatoarele de semnal standard atenuatorul calibrat este format de obicei din patru celule atenuatoare în π legate în cascadă după cum se vede în fig. 4.18.

Se consideră că atenuatorul este alimentat de la un generator de curent constant, a cărui impedanță internă este mult mai mare decât impedanța de intrare a două celule conectate în paralel, care este egală cu $\frac{R_0}{2}$. Tensiunea de 1 V luată de pe potențiometrul P este aplicată divizorului de tensiune format din rezistența R_3 și rezistența $\frac{R_0}{2}$, obținînd o atenuare de 1/100 (sau 40 dB) la borna de 10 mV a atenuatorului. Cele două rezistențe R_0 au fost conectate la intrarea și ieșirea atenuatorului deoarece s-a considerat că atât impedanța internă a sursei cît și impedanța de sarcină sînt mult mai mari decât impedanța caracteristică R_0 . În acest mod se asigură și între aceste puncte o impedanță egală cu $\frac{R_0}{2}$. În locul rezistențelor R_0 și R_2 se poate conecta o rezistență echivalentă:

$$R_{20} = \frac{R_0 R_2}{R_0 + R_2} \quad (4.18)$$

Valoarea rezistenței R_2 din celula π în cazul legării în paralel a două celule rezultă egală cu $\frac{R_2}{2}$. Deoarece întregul atenuator are o atenuare de 10^{-6} (sau 120 dB), rezultă pe fiecare treaptă a unei celule o atenuare de 1/10 (sau 20 dB). Rezistența R_{20} de la borna de 10 mV se ia egală cu impedanța caracteristică a cablului coaxial de ieșire și este conectată de obicei chiar la capătul exterior al acestui cablu pentru a asigura adaptarea lui. Rezistența R_4 micșorează variația impedanței între punctele 1 și 2 la schimbarea poziției cursorului potențiometrului P , astfel încît rezistența reflectată în circuitul acordat al modulatorului să aibă variații minime. Generatorul de semnal standard este prevăzut și cu o bornă coaxială la ieșire pentru tensiunea de radiofrecvență de 1 V.

Pentru micșorarea influenței temperaturii mediului ambiant asupra rezistențelor atenuatorului se utilizează rezistențe bobinate cu conductoare din aliaje cu coeficient redus de variație cu temperatura. Pentru eliminarea efectului inductanței proprii aceste rezistențe se bobinează antiinductiv cu un conductor de diametru mic pentru a se reduce la minimum efectul pelicular la frecvențe de ordinul megaherților. Celulele atenuatoare trebuie să fie despărțite una de alta printr-un ecran metalic care reduce capacitatea parazită dintre ele. Întregul ansamblu al atenuatorului va fi închis într-o cutie metalică turnată din aluminiu ca în fig. 4.19, deoarece astfel este împiedicată radiația atenuatorului și este eliminată influența cîmpurilor exterioare asupra acestuia.

Conductorul de masă al atenuatorului este legat la ecran într-un singur punct. De altfel, întregul generator trebuie să fie bine ecranat pentru a preveni radiația semnalului de radiofrecvență pe alte căi decât prin cablul coaxial de ieșire.

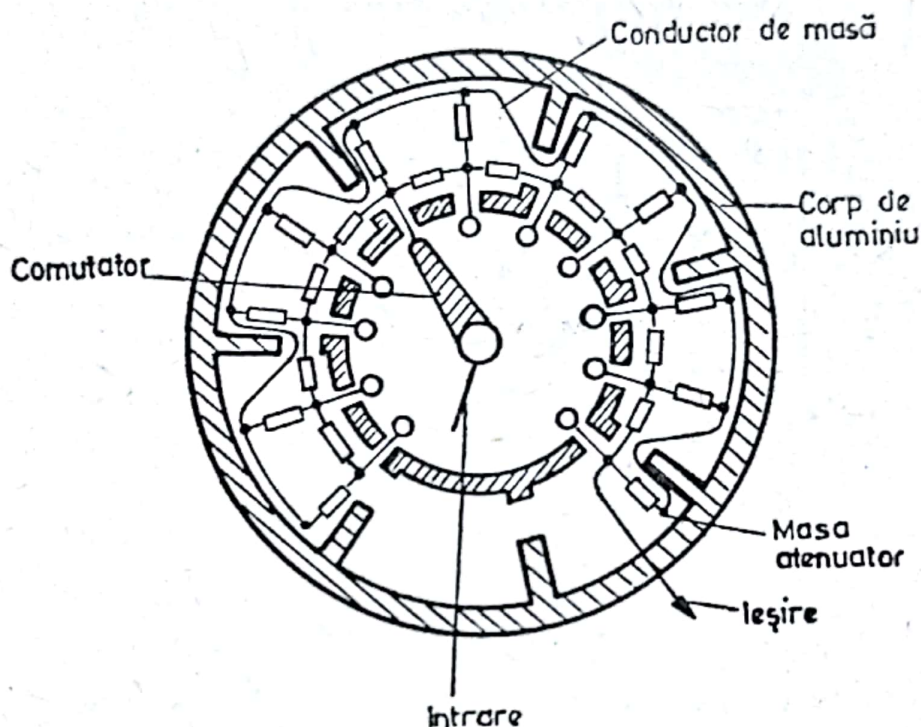


Fig. 4.19. Ecranarea atenuatorului.

4.4. Voltmetrul și modulometrul electronic

Precizia valorilor tensiunilor de audio sau de radiofrecvență luate de pe diferitele trepte ale atenuatorului calibrat depinde și de precizia cu care este măsurată tensiunea de 1 V aplicată la intrarea atenuatorului. De aceea, tensiunea dintre cursorul potențiometru-*lui P* și masă este măsurată cu un voltmetru *V* (fig. 4.13 și fig. 4.18). În cazul unui generator de radiofrecvență acesta este un voltmetru electronic simplu, cu diodă în clasă *C* în montaj serie, ca în fig. 4.20, *a* sau derivație, ca în fig. 4.20, *b*.

Condensatorul *C* se încarcă prin diodă într-o alternanță pozitivă la tensiunea de vîrf a tensiunii aplicate la intrare, descărcîndu-se prin rezistența *R* în alternanța negativă. Pentru ca tensiunea la bornele lui *C* să rămînă constantă în timpul întregii perioade este ne-

cesar să se aleagă constanta de timp RC mult mai mare decât perioada T a tensiunii măsurate:

$$RC \geq 10 T = \frac{10}{f} \quad (4.19)$$

unde f este frecvența radio minimă furnizată de generator.

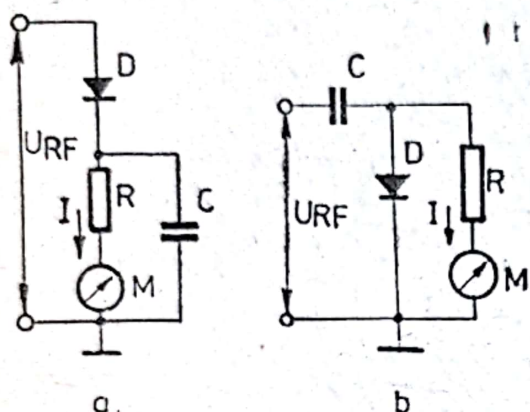


Fig. 4.20. Voltmetru electronic cu diodă în clasă C:
a — montaj serie; b — montaj derivație.

Valoarea condensatorului C se alege mult mai mare decât capacitatea diodei:

$$C = 100 - 200 \text{ pF.}$$

Curentul care trece prin instrumentul de măsurat M este dat de relația:

$$I = \frac{U_v}{R} \quad (4.20)$$

unde U_v este tensiunea de vîrf aplicată voltmetrului (amplitudinea tensiunii de radiofrecvență). Cu toate că măsoară valori de vîrf ale tensiunii, scala voltmetrului este etalonată în valori eficace, deoarece la semnalele sinusoidale există o relație precisă între valoarea eficace și cea de vîrf $\left(U_{ef} = \frac{U_v}{\sqrt{2}} \right)$.

Aceste voltmetre electronice prezintă la intrare o impedanță formată dintr-o rezistență R_{in} în paralel cu o capacitate C_{in} . Rezistența de intrare este egală în cazul montajului serie cu:

$$R_{in} = \frac{R}{2} \quad (4.21)$$

iar la montajul derivație:

$$R_{in} = \frac{R}{3} \quad (4.22)$$

În acest caz, pentru a realiza aceeași impedanță de intrare ca la montajul serie este necesară o rezistență R de 1,5 ori mai mare, deci un instrument cu o sensibilitate mai mare.

Valoarea rezistenței R se alege mult mai mare decât rezistența internă R_i a diodei:

$$R \gg 1000 R_i \quad (4.23)$$

În practică se obțin pentru capacitatea de intrare C_{in} valori de ordinul 3—10 pF.

La generatoarele de audiofrecvență se utilizează voltmetrul cu două diode arătat în fig. 4.21.

Dioda D_1 redresează curentul ce trece prin instrument, iar dioda D_2 asigură trecerea curentului prin circuit când dioda D_1 este blocată. Se poate realiza un voltmetru cu o sensibilitate de două ori mai mare printr-un montaj în punte ca în fig. 4.22, în care sînt redresate ambele alternanțe.

Pentru a înlătura oscilațiile acului instrumentului la frecvențe joase (de ordinul a 10÷20 Hz) se conectează în paralel pe instrument un condensator de 10÷20 μ F.

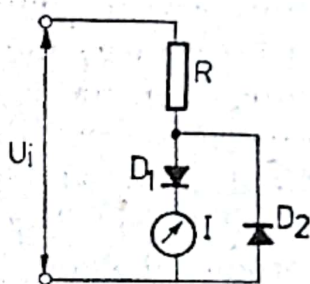


Fig. 4.21. Voltmetru cu două diode.

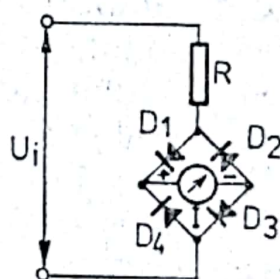


Fig. 4.22. Voltmetru în punte.

Precizia de măsurare a acestor voltmetre electronice este de $\pm 5\%$.

Modulometrul electronic este conectat ca și voltmetrul electronic între cursorul potențiometrului P și masă. Schema de principiu a modulometrului este arătată în fig. 4.23.

Gradul de modulație m se măsoară în modul următor: tensiunea de radiofrecvență modulată se aplică mai întâi unui detector de amplitudine A , format din dioda D_1 și grupul de detecție R_1C_1 . Dacă se alege constanta de timp R_1C_1 astfel încît să fie îndeplinită condiția:

$$\frac{1}{10f_{AF}} \gg R_1C_1 \gg \frac{10}{f_{RF}} \quad (4.24)$$

unde f_{RF} este frecvența radio minimă furnizată de generator și f_{AF} frecvența maximă de modulație, la ieșirea detectorului se obține tensiunea modulatorie de audiofrecvență. Tensiunea de radiofrecvență

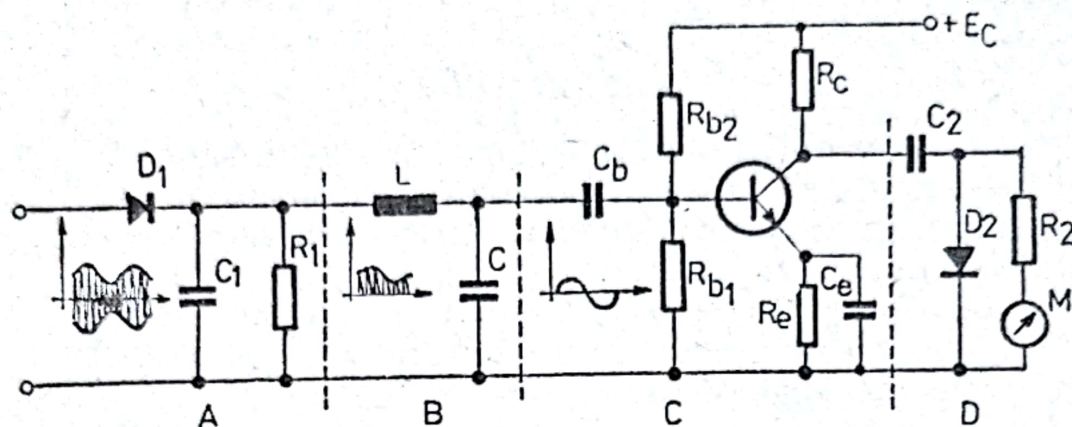


Fig. 4.23. Schema de principiu a modulometrului.

reziduală este eliminată cu ajutorul filtrului LC trece-jos (B). Tensiunea de audiofrecvență detectată este apoi amplificată de un etaj de amplificare cu tranzistor C și este măsurată cu voltmetrul de vîrf D. Etajul de amplificare C este necesar pentru a putea măsura gradele mici de modulație. Dacă se aplică la intrarea modulometrului un semnal modulat la care amplitudinea tensiunii nemodulate de radiofrecvență este de o valoare cunoscută, se poate etalona instrumentul M direct în valori ale gradului de modulație m (0—100%). Această valoare a tensiunii nemodulate se alege de obicei de 1 V și se măsoară cu voltmetrul electronic al generatorului. La unele generatoare de semnal standard același instrument M este utilizat prin comutare și la voltmetrul și la modulometrul electronic. Precizia de măsurare a gradului de modulație este de $\pm 10\%$. La generatoarele de semnal mai simple gradul de modulație se măsoară în mod indirect prin măsurarea tensiunii de audiofrecvență aplicată etajului modulator. Eroarea de măsurare este în acest caz de $\pm (15\div 20)\%$.

4.5. Etajul de formare a semnalelor dreptunghiulare

Un generator de audiofrecvență mai poate fi prevăzut și cu un circuit de formare a semnalelor dreptunghiulare din tensiunea sinusoidală de la ieșire. Cel mai utilizat circuit de formare este discriminatorul Schmitt, prezentat în fig. 4.24.

Acest montaj reprezintă un amplificator cu două etaje cu cuplaj galvanic și cu o rezistență de emitor R_e comună ambelor tranzistoare datorită căreia are loc o reacție pozitivă. Valorile rezistențelor montajului sînt astfel alese, încît dacă la intrare nu se aplică nici un semnal, tranzistorul T_1 este blocat iar tranzistorul T_2 este în

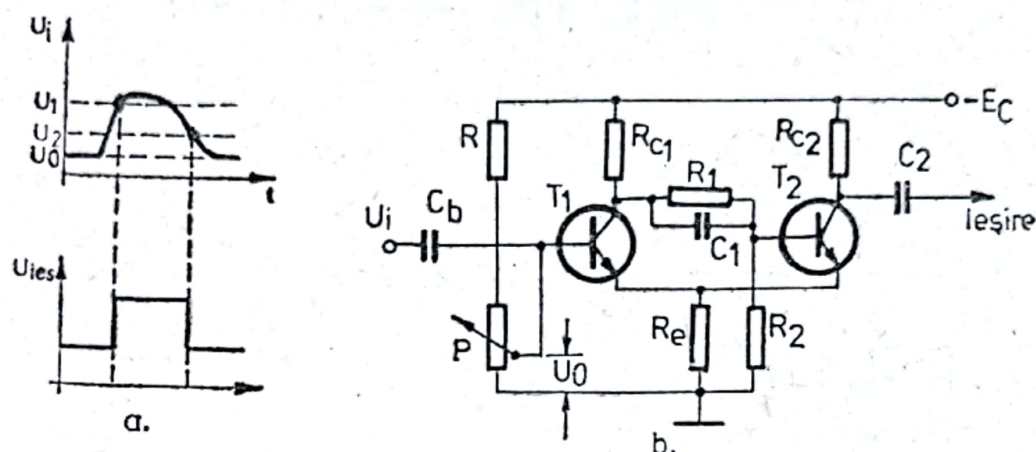


Fig. 4.24. Schema de principiu a unui discriminator Schmitt.

stare de conducție. Dacă se aplică pe tranzistorul T_1 un impuls pozitiv care are o amplitudine suficient de mare ($U_i > U_1$) pentru a trece tranzistorul T_1 în stare de conducție, tranzistorul T_2 se va bloca, în colectorul lui, rezultînd un impuls pozitiv. În momentul în care amplitudinea impulsului de la intrare a scăzut sub un anumit nivel ($U_i < U_2$), montajul revine în starea inițială, în care tranzistorul T_1 este blocat, iar tranzistorul T_2 este în stare de conducție. Valoarea tensiunii de prag U_1 este determinată, în principal, de mărirea rezistenței R_e , iar valoarea tensiunii U_2 este dată de valorile rezistențelor R_{c1} , R_1 , R_2 , diferența între aceste tensiuni putînd să ajungă pînă la cîțiva volți. Cu ajutorul potențiometrului P se reglează valoarea nivelului de curent continuu U_0 , aplicat pe baza tranzistorului T_1 .

Dacă la intrarea montajului se aplică un semnal sinusoidal, la ieșire va rezulta un semnal dreptunghiular periodic, a cărui frecvență de repetiție este egală cu frecvența semnalului aplicat ca în fig. 4.25.

Durata t_1 a impulsului se poate regla cu ajutorul potențiometrului P .

În cele ce urmează se va expune un calcul aproximativ al elementelor montajului discriminatorului, considerînd că sînt date: amplitudinea impulsurilor de la ieșire ΔU_{c2} pe o rezistență de sarcină R_{c2} și tensiunile de prag U_1 și U_2 . Cînd $U_i < U_1$, tranzistorul T_1

este blocat, iar tranzistorul T_2 este în stare de conducție și prin el va trece un curent:

$$I_{c2} = \frac{\Delta U_{c2}}{R_{c2}} \quad (4.25)$$

Acest curent va trece prin rezistența comună de emitor R_e și va rezulta pe ea o cădere de tensiune $\frac{R_e \Delta U_{c2}}{R_{c2}}$. În momentul în care

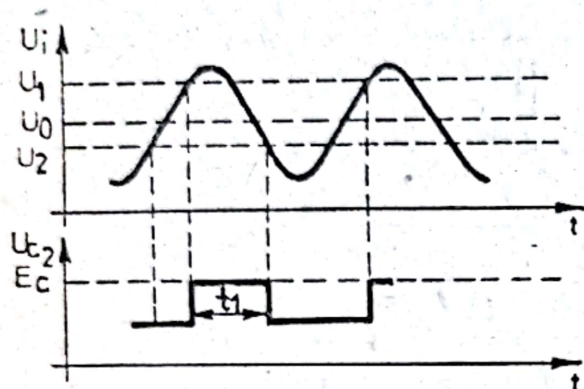


Fig. 4.25. Formarea impulsurilor dreptunghiulare din semnalul sinusoidal aplicat la intrarea discriminatorului.

$U_i = U_1$ etajul începe să basculeze. Neglijînd căderea de tensiune bază-emitor a tranzistorului T_1 , se va obține:

$$U_1 = \frac{R_e \Delta U_{c2}}{R_{c2}} \quad (4.26)$$

Din această relație se poate calcula:

$$R_e = \frac{R_{c2} U_1}{\Delta U_{c2}} \quad (4.27)$$

Tensiunea de alimentare se alege:

$$E_c > \Delta U_{c2} + U_1 \quad (4.28)$$

Pentru a face montajul insensibil la variațiile amplificării de curent în T_2 , curentul prin divizorul de tensiune R_{c1} , R_1 , R_2 se va lua:

$$I_d = 10 I_{b \max} \quad (4.29)$$

curentul de bază fiind dat de:

$$I_{b \max} = \frac{\Delta U_{c2}}{R_{c2} h_{21e \min}} \quad (4.30)$$

unde $h_{21e \min}$ este amplificarea de curent minimă anticipată în tranzistorul T_2 la curentul $\frac{\Delta U_{c2}}{R_{c2}}$. Deoarece tranzistorul T_2 este încă în

stare de conducție, căderea de tensiune pe rezistența R_2 va fi egală cu căderea de tensiune pe rezistența R_e , care, după cum s-a arătat este egală cu U_1 . Astfel:

$$U_1 = R_2 I_d = R_2 \frac{10 \Delta U_{c2}}{R_{c2} h_{21 \text{ emtn}}} \quad (4.31)$$

și din această relație:

$$R_2 = \frac{U_1 R_{c2} h_{21 \text{ emtn}}}{10 \Delta U_{c2}} \quad (4.32)$$

La sfârșitul basculării tranzistorul T_1 este în stare de conducție, tranzistorul T_2 este blocat și curentul prin T_1 va fi aproximativ egal cu $\frac{U_1}{R_e}$. Valoarea rezistenței R_{c1} poate fi calculată aplicând legile lui Kirchhoff, însă pentru majoritatea cazurilor se poate lua $R_{c1} = R_{c2}$. Dacă tensiunea de intrare U_i scade pînă ajunge la o valoare $U_i = U_2$, montajul va începe din nou să basculeze, căderea de tensiune pe R_e devenind egală cu U_2 . Deoarece tranzistorul T_2 începe să conducă, tensiunea pe baza lui este, de asemenea, egală cu U_2 , deci curentul I_d este aproximativ egal cu $\frac{U_2}{R_2}$, acest curent trecînd prin rezistențele R_1 și R_{c1} . Prin rezistența R_{c1} trece de asemenea și curentul $I_{c1} = U_2 / R_e$. Astfel, tensiunea pe colectorul tranzistorului T_1 va fi:

$$U_{o1} = E_c - R_{c1}(I_{c1} + I_d) = E_c - R_{c1} \left(\frac{U_2}{R_e} + \frac{U_2}{R_2} \right) \quad (4.33)$$

Această tensiune fiind divizată de rezistențele R_1 și R_2 , pe baza tranzistorului T_2 se va obține:

$$U_i = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{o1} \quad (4.34)$$

După efectuarea calculelor rezultă pentru rezistența R_1 următoarea expresie:

$$R_1 = \left(\frac{E_c}{U_2} - \frac{R_{c1}}{R_2} - \frac{R_{c1}}{R_e} - 1 \right) R_2 \quad (4.35)$$

Rezistența potențiometrului P se alege:

$$P = (10 \dots 100) R_c \quad (4.36)$$

iar rezistența R :

$$R = \left(\frac{1}{4} \cdot \dots \cdot \frac{1}{10} \right) P \quad (4.37)$$

Valoarea capacității C_1 se alege astfel, încât constanta de timp $R_1 C_1$ să fie mai mică decât cea dată de rezistența și capacitatea de intrare a tranzistorului T_2 . De obicei, C_1 este de ordinul sutelor de picofarazi.

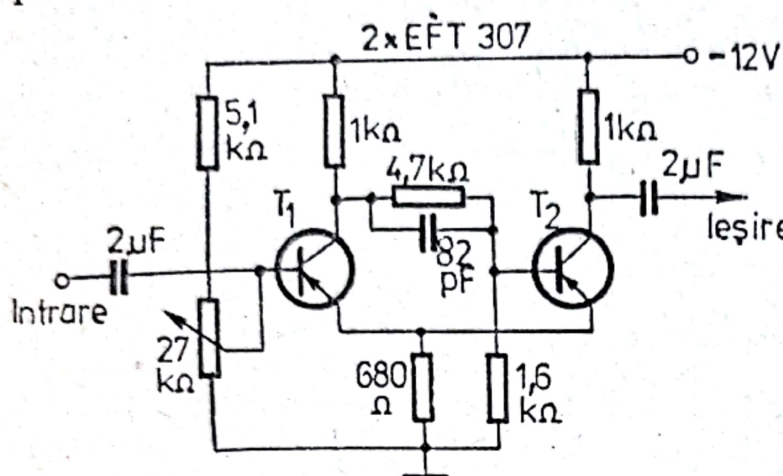


Fig. 4.26. Montaj experimental de discriminator Schmitt.

Exemplu de calcul. Se dau $\Delta U_{c2} = 6$ V, $R_{c2} = 1$ kΩ, $U_1 = 4$ V, $U_2 = 2$ V. Se alege tranzistorul EFT 307, care are $h_{21e \min} = 25$ și rezultă: $I_{c2} = 6$ mA; $R_e \approx 680$ Ω; $E_c = -12$ V; $R_2 \approx 1,6$ k; $R_1 \approx 4,7$ k.

Cu aceste elemente s-a realizat experimental montajul din fig. 4.26.

La aplicarea unei tensiuni sinusoidale de amplitudine cuprinsă între 1,5 și 2,5 V, și de o frecvență ce poate fi aleasă între 30 Hz și 100 kHz, se obțin la ieșire impulsuri dreptunghiulare de amplitudine 6 V cu un front de 0,3 μs.

Valoarea condensatorului de 82 pF a fost determinată experimental, la o frecvență de 100 kHz, pentru obținerea unei durate minime a frontului, o valoare mai mare a acestui condensator provocând apariția unei supracreșteri a amplitudinii impulsurilor.

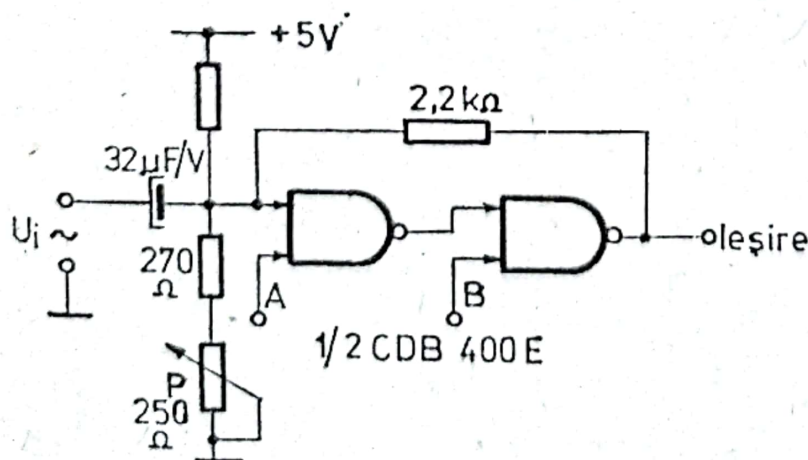


Fig. 4.27. Discriminator Schmitt realizat cu două operatoare SI-NU.

Un discriminator Schmitt pentru transformarea semnalului sinusoidal în semnal dreptunghiular poate fi realizat și cu două operaatoare SI-NU ale unui circuit integrat TTL de tip CDB400E fabricat de I.P.R.S. Băneasa ca în fig. 4.27.

Cu ajutorul potențiometrului P se reglează durata t_1 a impulsurilor (simetria semnalului dreptunghiular).

4.6. Surse de alimentare

În general, alimentarea generatoarelor de audio și de radiofrecvență se face de la rețeaua de tensiune alternativă de 120 sau 220 V sau de la baterii electrice. Alimentarea de la rețea se realizează prin intermediul unui redresor stabilizat care asigură la ieșire o tensiune stabilizată de colector sau de drenă, sau de alimentare a amplificatoarelor operaționale integrate.

În fig. 4.28 este prezentată schema-bloc a unui redresor stabilizat.

Pentru alimentarea generatoarelor, tensiunea alternativă dată de transformator este de maximum 30 V. Redresarea este efectuată cu diode semiconductoare, care transformă tensiunea alternativă într-o tensiune pulsatorie, cu ajutorul filtrului obținându-se la ieșirea lui numai componenta continuă a acestei tensiuni. Etajul stabilizator asigură la ieșire o tensiune constantă la variațiile tensiunii de rețea.

Caracteristicile principale ale unui redresor sînt următoarele:

- tensiunea continuă redresată U_0 și curentul redresat I_0 ;
- coeficientul de pulsație p_0 , care este egal cu raportul dintre amplitudinea componentei alternative a tensiunii redresate și tensiunea continuă;
- puterea absorbită de la rețea.



Fig. 4.28. Schema bloc a unui redresor stabilizat.

Schemele cele mai uzuale de redresoare utilizate la aceste generatoare sînt cele cu redresare dublă alternanță cu ieșirea pe o capacitate. În fig. 4.29 este arătat redresorul cu transformator cu priză mediană.

Calculul redresorului cu transformator cu priză mediană se face cu ajutorul relațiilor de mai jos.

Rezistența unei înfășurări secundare a transformatorului R_T se alege în funcție de puterea debitată de redresor $P_0 = U_0 I_0$ astfel:

— pentru $P_0 = (1 \div 10)W$, $R_T = (0,07 \div 0,06)R_0$;

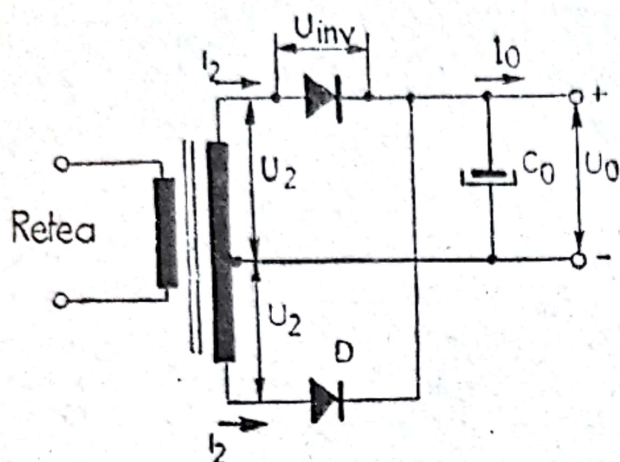


Fig. 4.29. Redresor cu transformator cu priză mediană.

— pentru $P_0 = (10 \div 100)W$, $R_T = (0,06 \div 0,04)R_0$;

— pentru $P_0 = (100 \div 1\,000)W$, $R_T = (0,04 \div 0,03)R_0$

unde $R_0 = \frac{U_0}{I_0}$

Tensiunea inversă aplicată unei diode:

$$U_{inv} = 3 U_0 \quad (4.38)$$

Impulsul maxim de curent prin diodă:

$$I_{max} = 3,5 I_0 \quad (4.39)$$

Valoarea eficace a tensiunii alternative pe o înfășurare a secundarului transformatorului:

$$U_2 = 0,75 U_0 + \frac{I_0(R_i + R_T)}{530} \quad (4.40)$$

Valoarea eficace a curentului din secundarul transformatorului:

$$I_2 = I_0 + \frac{12V_0}{R_i + R_T} \quad (4.41)$$

Valoarea capacității C_0 :

$$C_0 \geq \frac{30 I_0}{U_0} \quad (4.42)$$

Coeficientul de pulsație:

$$p_0 = \frac{300 I_0}{U_0 C_0} [\%] \quad (4.43)$$

În relațiile de mai sus tensiunile se dau în V, curentul în mA, rezistențele în Ω , iar capacitatea în μF .

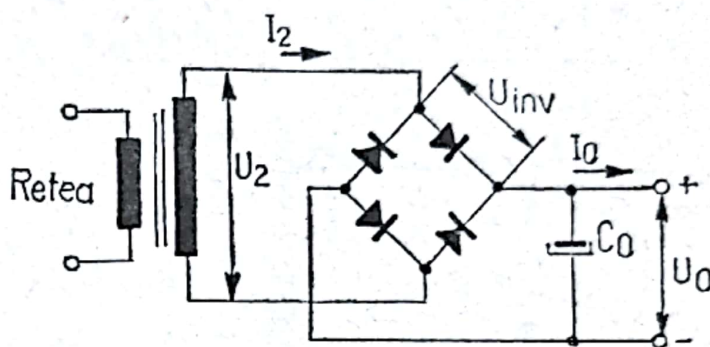
În fig. 4.30 este prezentat redresorul în punte.

Pentru acest redresor sînt valabile următoarele relații de calcul:

$$U_{inv} = 1,5 U_0 \quad (4.44)$$

$$I_{max} = 3,5 I_0 \quad (4.45)$$

Fig. 4.30. Redresor în punte.



$$U_2 = 0,75 U_0 + \frac{I_0(2R_t + R_T)}{530} \quad (4.46)$$

$$I_2 = 1,41 I_0 + \frac{16,6 V_0}{2R_t + R_T} \quad (4.47)$$

Valorile capacității C_0 și ale pulsației p_0 se calculează tot cu relațiile (4.42 și 4.43).

La redresorul în punte, transformatorul de rețea este mai economic și mai ușor de realizat decît la cel cu priză mediană, deoarece în secundarul lui este necesară o singură înfășurare. Singurul dezavantaj al acestui montaj este acela că el necesită un număr dublu de diode față de primul.

La ieșirea acestor montaje redresoare se conectează: celule de filtraj LC (fig. 4.31) sau RC (fig. 4.32) pentru micșorarea coeficientului de pulsație p_0 .

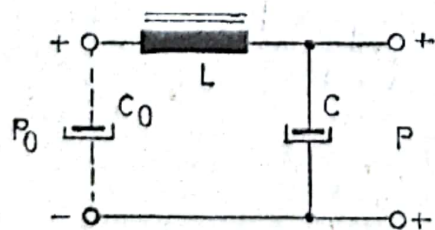


Fig. 4.31. Celulă de filtrare LC.

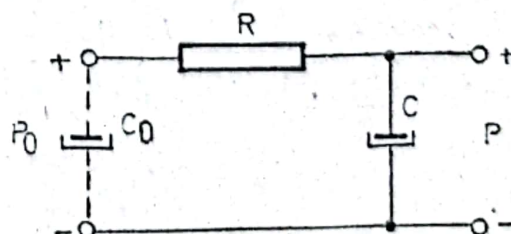


Fig. 4.32. Celulă de filtrare RC.

Valoarea inductanței sau a rezistenței R este determinată de mărimea coeficientului de pulsație de ieșire p dorit și de valoarea condensatorului C :

$$LC = \frac{2,5p_0}{p} \quad (4.48)$$

$$RC = \frac{1\,500p_0}{p} \quad (4.49)$$

unde L se dă în [H], R în [Ω], C în [μF], p și p_0 în [%].

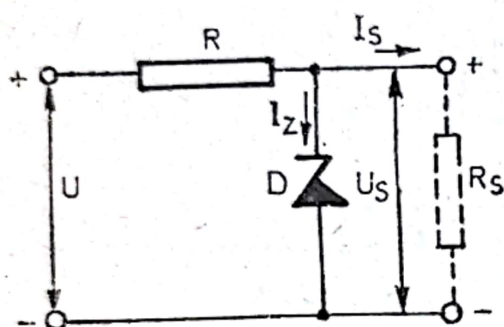


Fig. 4.33. Stabilizator cu diodă Zener.

Filtrul LC este utilizat la curenți redresați de valori mari, la curenți mici de maximum 20 mA, fiind utilizat filtrul RC .

După cum s-a arătat mai înainte pentru o bună stabilitate a frecvenței și amplitudinii semnalului generat de un oscilator este necesar ca acesta să fie alimentat cu o tensiune continuă stabilizată.

Pentru stabilizarea tensiunii de colector se poate utiliza un stabilizator cu o diodă Zener ca în fig. 4.33.

Dacă se consideră că tensiunea de rețea variază cu $\pm \alpha\%$ și notăm cu $I_{z\min}$ curentul minim al diodei Zener, valoarea rezistenței R se calculează cu relația:

$$R = \frac{U \left(1 - \frac{\alpha}{100} \right) - U_s}{I_{s\max} - I_{z\min}} \quad (4.50)$$

unde $I_{s\max}$ este curentul maxim prin sarcina R_s . Factorul de stabilizare obținut este de $10 \div 30$.

5. SCHEME DE OSCILATOARE ȘI GENERATOARE DE SEMNALE SINUSOIDALE

În capitolele precedente au fost prezentate principiile de funcționare ale oscilatoarelor de audiofrecvență și radiofrecvență și metodele de calcul ale elementelor acestora; de asemenea au fost descrise elementele auxiliare cu care pot fi prevăzute aceste oscilatoare pentru a forma un generator de semnal sinusoidal independent. În continuare, vor fi descrise o serie de scheme de principiu ale unor oscilatoare și generatoare realizate practic.

5.1. Oscilatoare și generatoare de audiofrecvență

Schema unui oscilator cu rețea de defazare trece-sus realizată cu tranzistorul bipolar 2N2924 este arătată în fig. 5.1. Rezistența R_e din fig. 2.7 este egală cu zero deoarece impedanța de intrare a tranzistorului h_{11e} este aproximativ egală cu $4,7 \text{ K}\Omega$. Cu ajutorul potențiometrului de $5 \text{ K}\Omega$ frecvența poate fi reglată în limitele 200

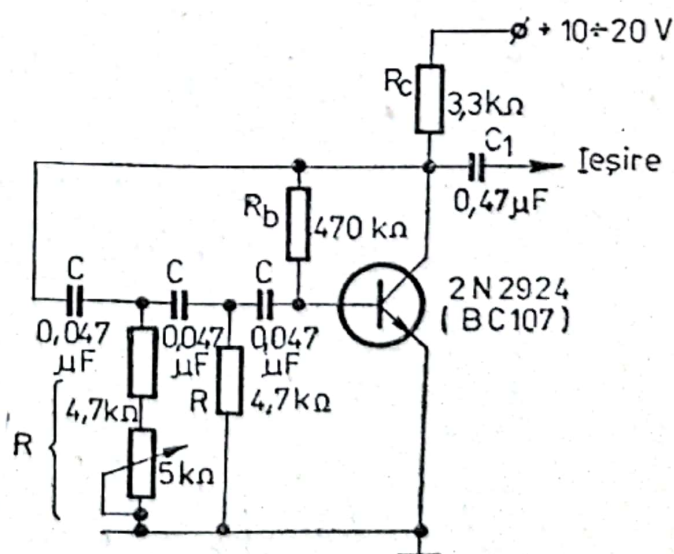


Fig. 5.1. Schema unui oscilator cu rețea de defazare trece sus realizată cu tranzistorul bipolar 2N2924(BC107).

la 400 Hz. În locul tranzistorului 2N2924 poate fi utilizat tranzistorul BC 107 fabricat de I.P.R.S. Băneasa.

În fig. 5.2 este prezentat un oscilator cu rețea de defazare trece-sus în care rezistența din colector face parte din rețeaua de defazare. Frecvența de oscilație este de aproximativ 800 Hz. Cu aju-

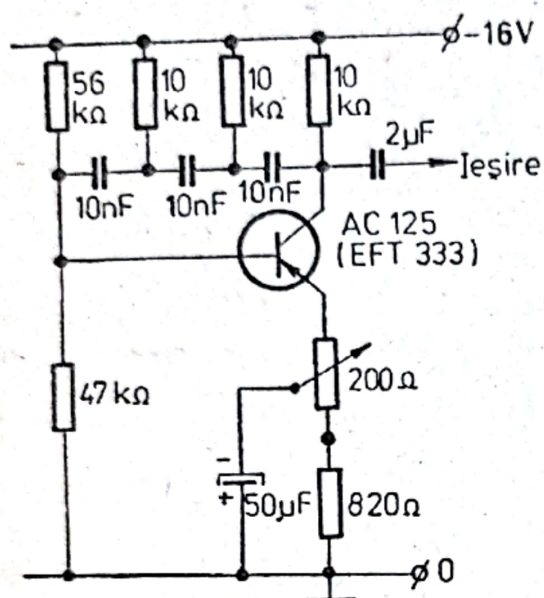


Fig. 5.2. Schema unui oscilator cu rețea de defazare trece sus în care rezistența din colector face parte din rețeaua de defazare.

torul potențiometrului de 200Ω din emitorul tranzistorului AC125 se reglează gradul de reacție negativă, reducând astfel conținutul de armonici și stabilizând amplitudinea semnalului de ieșire. Această reglare va produce totuși o mică modificare a frecvenței de oscilație. Curentul de colector al tranzistorului este de 1 mA.

Schema unui oscilator cu rețea de defazare trece-jos în care rezistența din colector este inclusă în rețeaua de defazare este arătată în fig. 5.3. Acest oscilator, realizat cu tranzistorul C450(BC237) furnizează un semnal sinusoidal de 1 V amplitudine pe o sarcină egală sau mai mare de $100 \text{ k}\Omega$ în punctul A cu distorsiuni armonice de 3% sau 0,3 V amplitudine pe o sarcină egală sau mai mare de $1 \text{ M}\Omega$ în punctul B cu distorsiuni armonice mai mici de 1%. Frecvența de oscilație este egală cu 100 KHz, montajul putând funcționa într-o gamă de temperaturi cuprinsă între 0° și 75°C . Semnalul maxim de ieșire se reglează cu ajutorul potențiometrului R_e . Frecvența de oscilație poate fi schimbată prin modificarea capacității C , cu condiția ca: $C_1, C_2, C_3 \geq 10 C$.

Schema unui generator simplu care poate să furnizeze două semnale sinusoidale de frecvență diferite, realizat cu tranzistoarele BC 109 este prezentată în fig. 5.4. Acest generator este for-

mat din două oscilatoare cu rețea de defazare trece-sus, un oscilator generînd o frecvență de 1 KHz, iar celălalt o frecvență de 2 KHz. De remarcat că prima rezistență din rețeaua de defazare face parte în același timp și din divizorul de polarizare al bazei tranzistorului. Cu ajutorul comutatorului S_1 pot fi selectate la ieșirea genera-

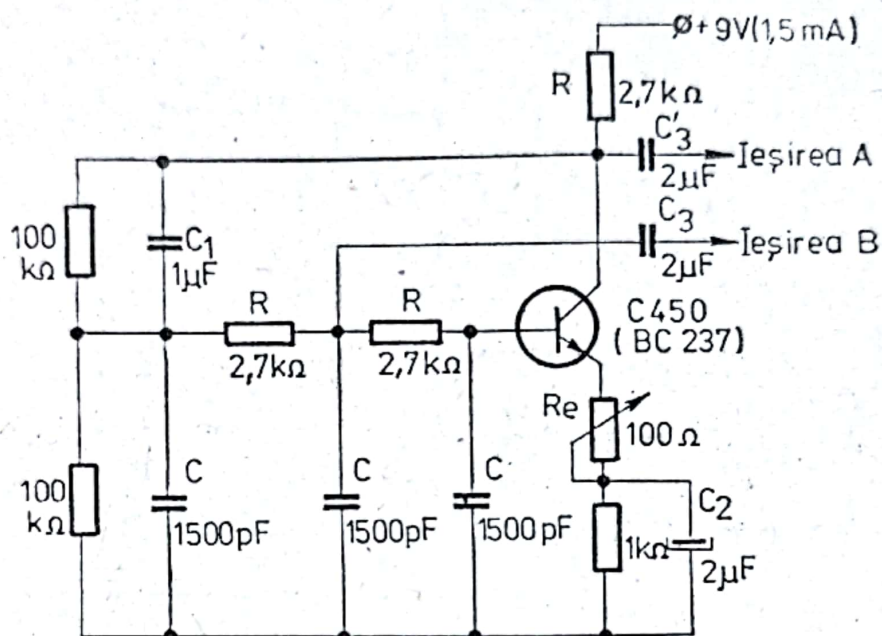


Fig. 5.3. Schema unui oscilator cu rețea de defazare trece jos în care rezistența din colector este inclusă în rețeaua de defazare.

torului, la cursorul potențiometrului R_2 semnale de frecvențe 1 KHz, 2 KHz sau simultan ambele frecvențe. Amplitudinea semnalului la ieșire poate fi reglată cu ajutorul potențiometrului R_2 . Potențiometrul R_1 servește pentru egalizarea amplitudinilor semnalelor furnizate la ieșire de către cele două oscilatoare. Generatorul funcționează cu tensiuni de alimentare cuprinse între +9 și +12 V. Generatorul este util fie pentru lucrul în laborator fie pentru punerea la punct a unui emițător cu o singură bandă laterală, ceea ce constituie principala aplicație a acestui generator.

Un oscilator cu rețea de defazare trece-sus realizat cu tranzistorul cu efect de câmp 2N4338 este arătat în fig. 5.5. Acest oscilator furnizează la ieșire un semnal sinusoidal de 8 V_{ef}, frecvența de oscilație fiind de 460 Hz. Oscilatorul consumă un curent de 0,2 mA de la sursa de alimentare de 22,5 V.

În fig. 5.6 este prezentată schema unui oscilator cu rețea de defazare trece-sus realizat cu tranzistorul cu efect de câmp 2N2497.

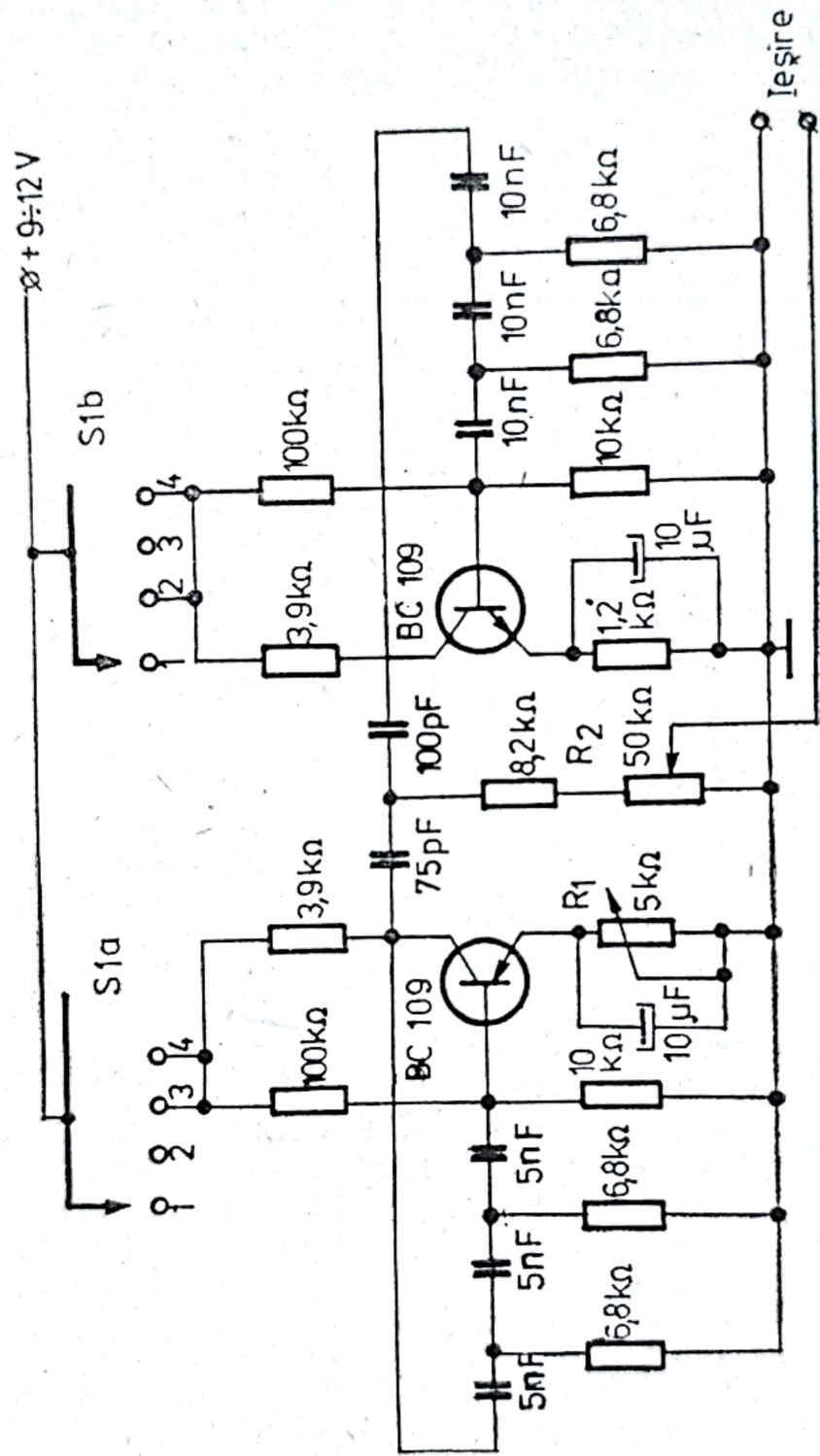
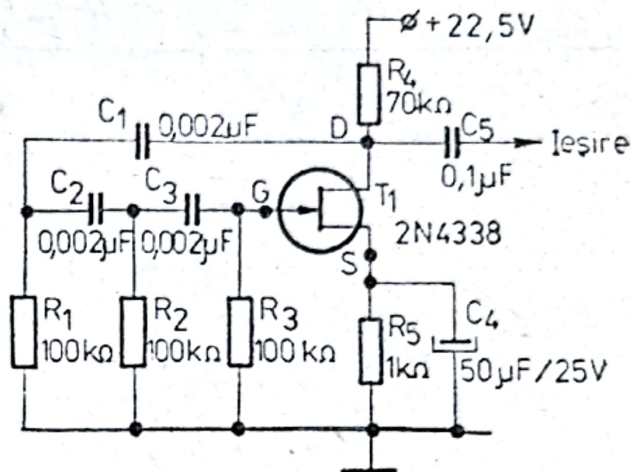


Fig. 5.4. Schema unui generator care furnizează două semnale sinusoidale de frecvențe diferite: 1 kHz și 2 kHz.

Rețeaua de defazare este formată din patru elemente RC . După cum se poate vedea din tabelul 2.1 amplificarea etajului trebuie să fie mai mare de 18,4. Frecvența de oscilație este dată de relația 2.43 în care $\alpha=0,84$. Pentru valorile indicate în schemă frecvența

Fig. 5.5. Schema unui oscilator cu rețea de defazare trece sus realizat cu tranzistorul cu efect de câmp 2N4338.



de oscilație este de aproximativ 10 Hz, valoarea ei putînd fi ajustată într-o plajă de cîțiva herți cu ajutorul potențiometrului R_1 de 2,5 M Ω . Cu ajutorul potențiometrului R_2 se reglează valoarea amplificării etajului pentru a obține distorsiuni cît mai mici. Tranzistorul 2N1132 poate fi înlocuit cu tranzistorul 2N2904 fabricat de I.P.R.S. Băneasa.

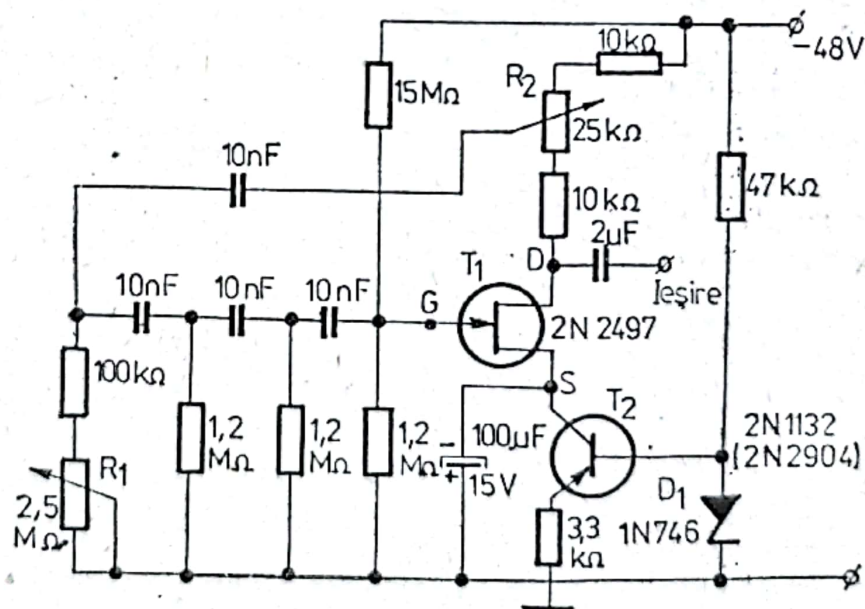


Fig. 5.6. Schema unui oscilator cu rețea de defazare trece sus realizat cu tranzistorul cu efect de câmp 2N2497.

Schema unui oscilator cu rețea de defazare trece-sus realizat cu un amplificator operațional este prezentată în fig. 5.7. Acest oscilator furnizează la ieșire un semnal de amplitudine $1 \div 10$ V, frecvența de oscilație fiind de 920 Hz. Cu ajutorul potențiometrului

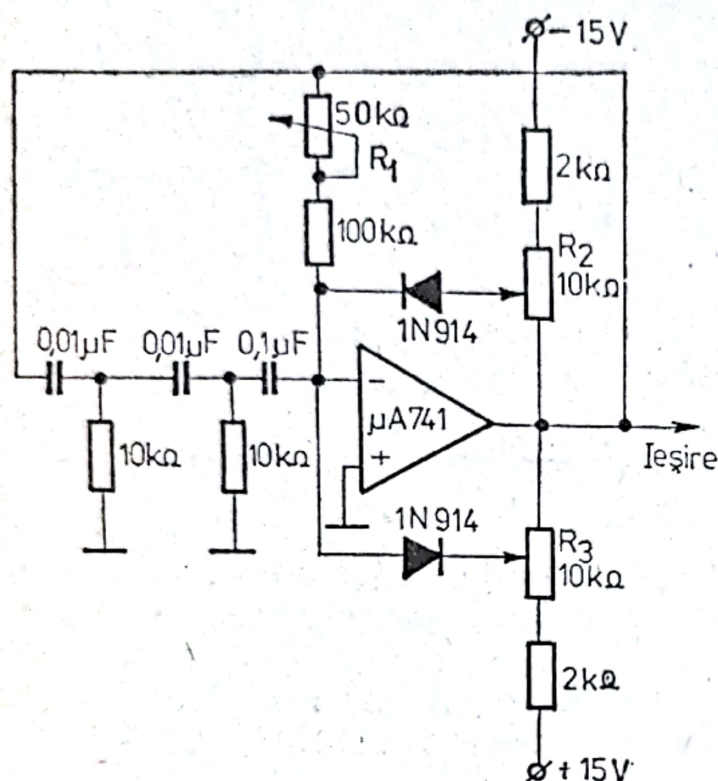


Fig. 5.7. Schema unui oscilator cu rețea de defazare trece sus realizat cu amplificatorul operațional μA 741.

lui R_1 se reglează amplificarea astfel încât să se obțină distorsiuni minime. Diodele 1N914 și potențiometrele R_2 și R_3 slujesc la simetrizarea amplitudinilor semnalului de ieșire.

În fig. 5.8 este arătată schema unui generator cu rețea Wien la care se utilizează ca element de stabilizare a amplitudinii semnalului de ieșire o lampă telefonică de 6,3 V/0,05 A. (Generatorul a fost realizat practic de ing. Băjeu G.)

Domeniul de frecvențe al generatorului este $10 \text{ Hz} \div 100 \text{ KHz}$ împărțit în patru game: $10 \div 100 \text{ Hz}$; $100 \div 1000 \text{ Hz}$; $1 \div 10 \text{ KHz}$; $10 \div 100 \text{ KHz}$. Reglajul continuu al frecvenței se realizează cu potențiometrul bobinat R de $2 \times 10 \text{ K}\Omega$. Pentru eliminarea defazajului la frecvențe joase s-a utilizat un amplificator cu cuplaj galvanic. Rețeaua Wien este alimentată dintr-un punct de impedanță mică, din emitorul tranzistorului T_3 .

Reglarea reacției negative pentru situarea oscilatorului la limita de amorsare a oscilațiilor se realizează cu potențiometrul R_1 . Baza tranzistorului T_1 este alimentată dintr-un punct de impedanță mică, din emitorul tranzistorului T_2 . Pentru compensarea defazajului la

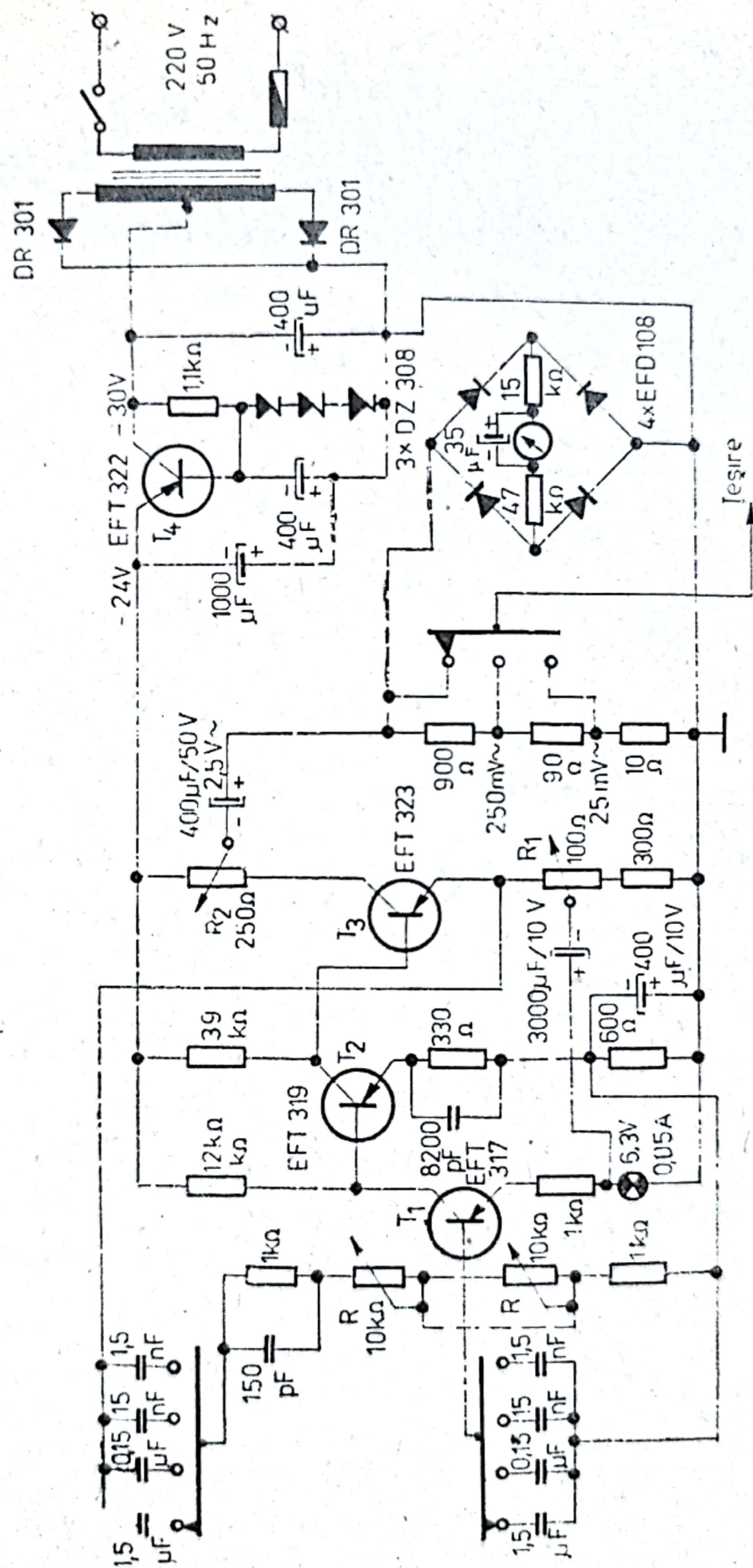


Fig. 5.8. Schema unui generator cu rețea Wien stabilizat cu o lampă cu incandescență.

înalță frecvență al amplificatorului s-a conectat un condensator de 8 200 pF în paralel pe rezistența de 330 Ω din emitorul tranzistorului T_2 . În acest fel se obține o micșorare a reacției negative la frecvențe înalte. În scopul obținerii unei scale unice s-a montat în paralel pe rezistența de 1 K Ω din brațul de sus al rețelei Wien un condensator de 150 pF. Astfel ultima gamă de frecvențe va coincide cu celelalte. Amplitudinea tensiunii la ieșire poate fi reglată în mod continuu cu potențiometrul R_2 , sau în trepte cu ajutorul divizorului de tensiune. Valoarea acestei tensiuni se măsoară cu un voltmetru în punte, instrumentul de măsurare fiind de 100 μ A.

Valoarea eficace maximă a tensiunii de ieșire este de 2,5 V, această tensiune avînd o variație de $\pm 0,1$ V în întreg domeniul de frecvențe. Coeficientul de distorsiuni este mai mic de 0,12% la 1 KHz. Stabilitatea frecvenței de 1 KHz la o variație de temperatură de $\pm 10^\circ\text{C}$ este de 2%. Impedanța de ieșire a generatorului, măsurată pe poziția de 2,5 V a atenuatorului, este de 180 Ω . Generatorul este alimentat de la o sursă de tensiune stabilizată pentru

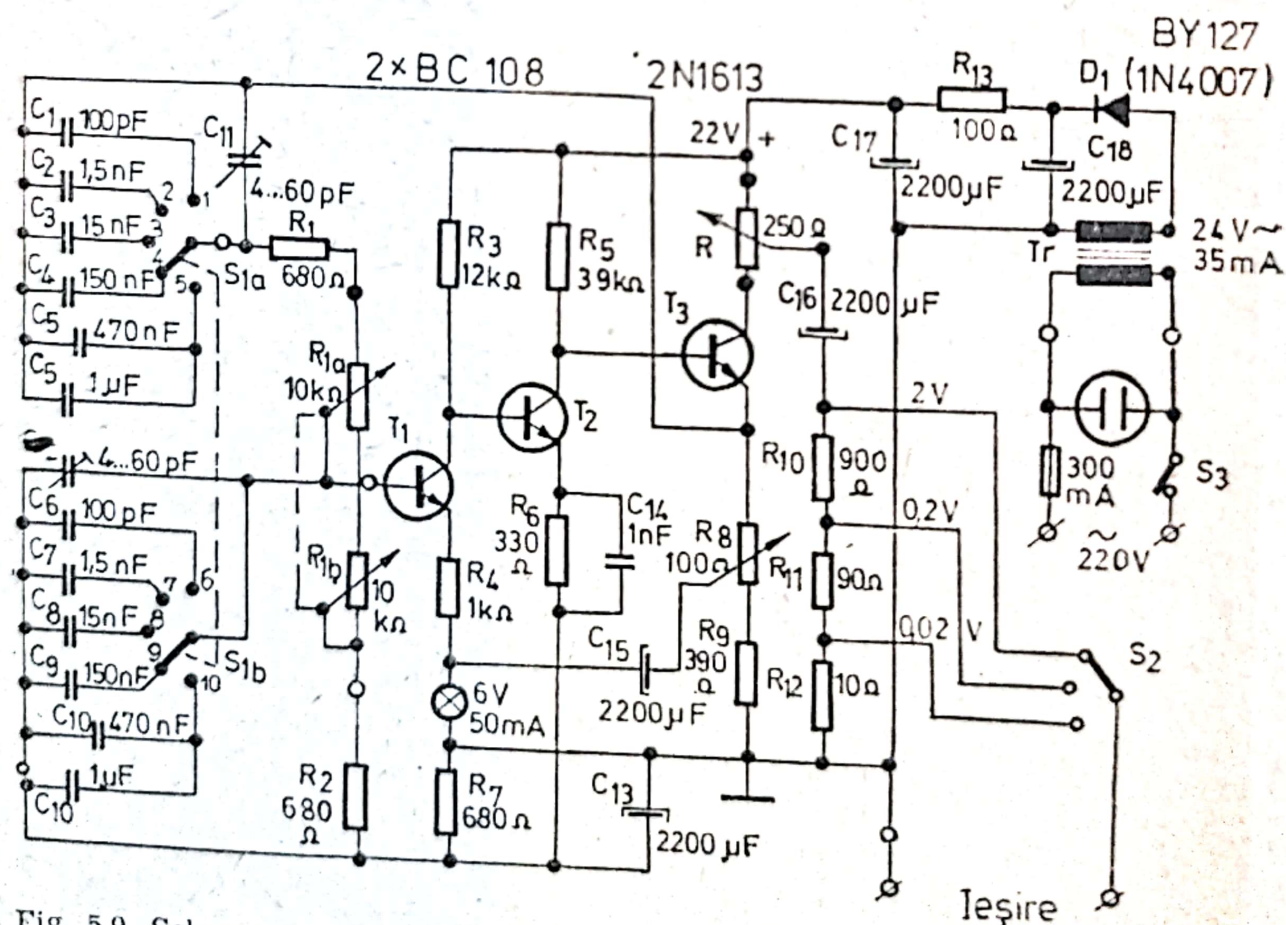
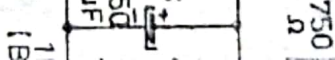
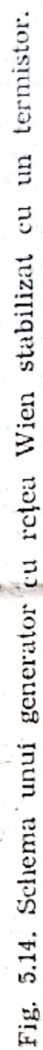


Fig. 5.9. Schema unui generator cu rețea Wien stabilizat cu lampă cu incandescență și realizat cu tranzistoare cu siliciu.



cu in cando
unghiulare.



a elimina reacțiile nedorite la frecvențe joase prin impedanța sursei de alimentare.

Schema unui generator cu rețea Wien stabilizat cu o lampă cu incandescență și realizat cu tranzistoare cu Si este prezentată în fig. 5.9. Aceasta schemă este în principiu similară schemei anterioare din fig. 5.8. Domeniul de frecvențe al generatorului este $10 \text{ Hz} \div 1 \text{ MHz}$, împărțit în cinci game: $10 \div 100 \text{ Hz}$, $100 \div 1\,000 \text{ Hz}$; $1 \div 10 \text{ KHz}$; $10 \div 1\,000 \text{ KHz}$; $100 \div 1\,000 \text{ KHz}$. Valoarea eficace maximă a tensiunii de ieșire este de 2 V, această tensiune avînd o abatere de $\pm 0,5 \text{ dB}$ în întreg domeniul de frecvențe. Generatorul este prevăzut la ieșire cu un atenuator cu următoarele trepte 2 V, 200 mV, 20 mV. Coeficientul de distorsiuni este mai mic de 0,3% la o frecvență de 1 KHz. Puterea maximă la ieșire este de 6 mW. Impedanța de ieșire a generatorului este de 170Ω . Variația frecvenței cu temperatura este mai mică de $0,5 \cdot 10^{-4}/^{\circ}\text{C}$, iar a tensiunii de ieșire este mai mică de $0,5 \cdot 10^{-3}/^{\circ}\text{C}$.

În fig. 5.10 este arătată schema unui generator cu rețea Wien stabilizat cu un bec cu incandescență și prevăzut cu un circuit de formare a impulsurilor dreptunghiulare. Domeniul de frecvențe al generatorului este $8 \text{ Hz} \div 1,27 \text{ MHz}$ împărțit în șase game. Pe ultima gamă de frecvențe $174 \text{ KHz} \div 1,27 \text{ MHz}$ este introdus circuitul format din rezistența reglabilă de 220Ω în paralel cu condensatorul de 390 pF . Potențiometrul R de $2 \times 10 \text{ k}\Omega$ cu care se realizează reglajul continuu al frecvenței este un potențimetru bobinat de precizie (5%). Valoarea maximă a tensiunii eficace de ieșire este de 2,5 V. Impulsurile dreptunghiulare sînt obținute cu ajutorul discriminatorului Schmitt realizat cu tranzistoarele T_4 și T_5 . Simetria acestor impulsuri se reglează cu potențiometrul R_1 .

Schema unui generator cu rețea Wien stabilizat cu bec cu incandescență, cu reglare digitală a frecvenței este prezentată în fig. 5.11. La majoritatea generatoarelor cu rețea Wien deranjează scala logaritmică a frecvenței, care prezintă dificultăți de stabilire a frecvenței dorite în domeniul $60 \div 100$. În afară de aceasta reproductibilitatea de acordare cu ajutorul potențiometrului sau a condensatorului variabil nu este prea mare. De aceea se utilizează la acest generator o reglare numerică a frecvenței. Toate etajele generatorului sînt realizate în montaj diferențial și cuplate galvanic între ele.

Generatorul prezintă următoarele caracteristici tehnice: domeniul de frecvențe — sinusoidal $0,1 \text{ Hz} \div 999 \text{ KHz}$ împărțit în șapte game $\times 0,1 \text{ Hz}$; $\times 1 \text{ Hz}$; $\times 10 \text{ Hz}$; $\times 100 \text{ Hz}$; $\times 1 \text{ KHz}$; $\times 10 \text{ KHz}$; $\times 100 \text{ KHz}$, — dreptunghiulare $0,1 \text{ Hz} \div 150 \text{ KHz}$; eroarea maximă a frecvenței $\pm 1,5\%$, coeficientul de distorsiuni este de 0,3% pentru

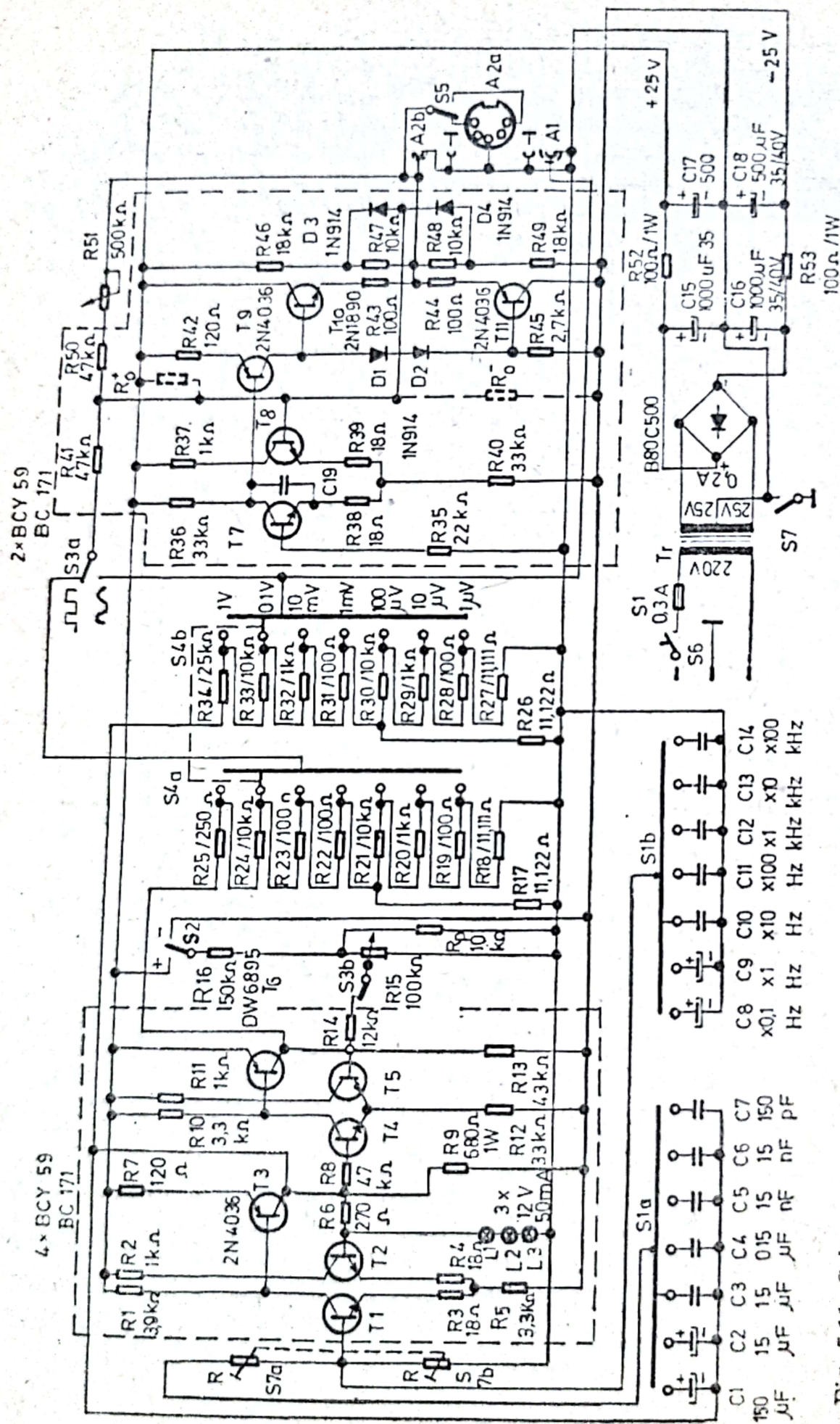


Fig. 5.11. Schema unui generator cu rețea Wien stabilizat cu lampă cu incandescență, cu reglare digitală a frecvenței.

frecvențe mai mici de 1 KHz și 0,1% pentru frecvențe egale sau mai mari de 1 KHz, frontul anterior al impulsurilor dreptunghiulare este de 150 μ s la $f=10$ Hz, 25 μ s la $f=100$ Hz, 5 μ s la $f=1$ KHz, 3 μ s la $f=10$ KHz, amplitudinea semnalului fiind de 2 V; semnalul generat la ieșirea 1 este sinusoidal 1 μ V — 1 V în șapte trepte pe o rezistență de sarcină de 50 K Ω , iar la ieșirea 2 semnalul sinusoidal este 10 μ V — 10 V și cel dreptunghiular 10 μ V — 10 V, ambele reglabile continuu cu potențiometrul R_{51} , rezistența de sarcină fiind de 50 Ω .

Oscilatorul cu rețea Wien este format din etajul diferențial T_1 , T_2 și etajul de ieșire T_3 . Rețeaua Wien este compusă din condensatoarele $C_1 - C_{14}$ cu ajutorul cărora se obțin gamele de frecvențe și cele două rezistențe reglabile R . Fiecare rezistență R este formată la rândul ei din patru rezistențe R_1 , R_2 , R_4 , R_8 ale căror conductanțe ($G_1 = \frac{1}{R_1}$, $G_2 = \frac{1}{R_2}$, $G_4 = \frac{1}{R_4}$, $G_8 = \frac{1}{R_8}$) sînt în raportul 1 : 2 : 4 : 8. Prin conectarea lor în paralel cu ajutorul unui comutator rotativ cu zece trepte (multiswitch sau digiswitch) se pot forma toate numerele unei poziții zecimale de la 0 la 9 ca în fig. 5.12. Acest comutator are trei secțiuni. Pentru cele două rezistențe R sînt necesare două asemenea comutatoare care au secțiunile corespunzătoare pozițiilor zecimale cuplate mecanic între ele.

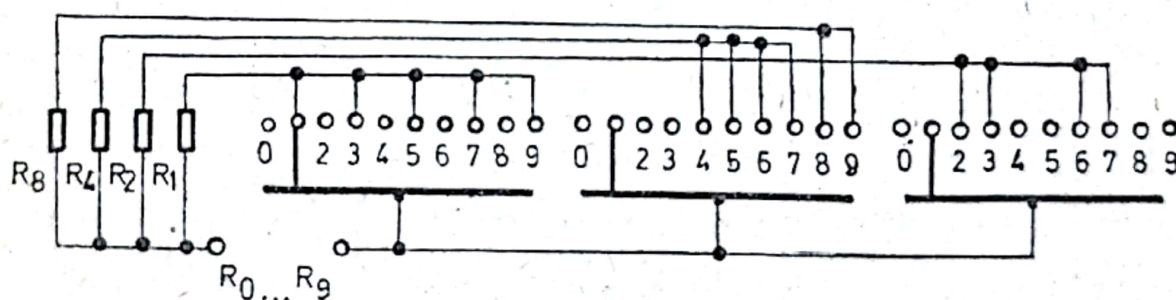


Fig. 5.12. Schema comutatorului rotativ cu zece trepte în cod 1-2-4-8.

Dacă se înlocuiește în relația (2.66) rezistența R cu conductanța ei $G = \frac{1}{R}$ se va obține o relație liniară între frecvența de oscilație și G :

$$f = \frac{G}{2\pi C} \quad (5.1)$$

Valorile celor patru conductanțe se calculează astfel:

$$\begin{aligned} G_1 &= 2 \pi f_{min} C \\ G_2 &= 2 G_1 \\ G_3 &= 4 G_1 \\ G_4 &= 8 G_1 \end{aligned} \quad (5.2)$$

Pentru prima secțiune a comutatorului conductanța va fi multiplicată cu 100, pentru a doua secțiune cu 10 și pentru a treia secțiune cu 1. În practică pot rezulta valori nestandardizate pentru rezistențele R_1, R_2, R_4, R_8 . Aceste valori pot fi obținute prin gruparea de rezistențe serie — paralel ca în fig. 5.13. Toate rezistențele și condensatoarele trebuie să aibă o toleranță de 1%. După egalizarea condensatoarelor s-a obținut o eroare mai mică de 1,5%.

Discriminatorul Schmitt, care transformă semnalul sinusoidal în semnal dreptunghiular, este realizat în montaj diferențial cu tranzistoarele T_4 și T_5 , T_6 fiind etaj separator de ieșire. La o intrare a discriminatorului se aplică tensiunea sinusoidală, iar la cealaltă intrare tensiunea continuă de referință. Simetria impulsurilor dreptunghiulare se reglează cu ajutorul potențimetrului R_{15} . Polaritatea tensiunii de referință poate fi schimbată cu ajutorul comutatorului S_2 obținându-se astfel impulsuri dreptunghiulare pozitive sau negative.

Generatorul mai este prevăzut și cu un amplificator separator de ieșire format din etajul diferențial T_7, T_8 și repetorii pe emitor T_9, T_{10} și T_{11} . Condensatorul C_{19} micșorează tendința de oscilație a etajului. Amplificatorul este protejat la scurtcircuit prin etajul final complementar. În cazul în care la ieșire apare o componentă de curent

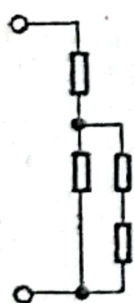


Fig. 5.13. Gruparea de rezistențe de valori standardizate.

continuu, aceasta poate fi eliminată în mod experimental prin conectarea unei rezistențe R_0 (de ordinul câtorva $M\Omega$) la baza tranzistorului T_8 .

Schema unui generator cu rețea Wien stabilizat cu un termistor R_{51} este arătată în fig. 5.14. Domeniul de frecvențe al generatorului este $3 \text{ Hz} \div 25 \text{ KHz}$ împărțit în opt game: $2,7 \div 11,6 \text{ Hz}$;

10,3÷40,8 Hz; 27÷109 Hz; 101÷416 Hz; 297÷1 228 Hz; 881÷3 559 Hz; 2 814÷10 700 Hz; 7 536÷25 310 Hz. Coeficientul de distorsiuni este egal cu 0,28 la 800 Hz și cu 0,8 la 25 Hz și 10 000 Hz. Semnalul de ieșire sinusoidal este de 4,5 V. Semnalul sinusoidal este transformat într-un semnal dreptunghiular cu ajutorul discriminatorului Schmitt format cu tranzistoarele T_5 , T_6 . Între generatorul sinusoidal T_1 , T_2 , T_3 și discriminator a fost intercalat un etaj repetor pe emitor T_4 . Semnalul de ieșire dreptunghiular are o amplitudine de 4,8 V, cu un front anterior de 25 ns. Simetria acestui semnal este reglată cu potențiometrul R_1 de 25 K Ω .

În fig. 5.15 este prezentată schema unui generator cu rețea Wien stabilizat cu un termistor COPRIM B8-320-03-P/1,5 K și realizat cu tranzistoare cu Si. Domeniul de frecvențe al generatorului este 1,5 Hz ÷ 150 KHz, împărțit în cinci game: 1,5÷15 Hz, 15÷150 Hz; 150÷1 500 Hz; 1,5÷15 KHz; 15÷150 KHz. Valoarea maximă a tensiunii de ieșire este de 2,2 V pe o rezistență de sarcină de 600 Ω , această tensiune avînd o variație de $\pm 0,5\%$ în întreg domeniul de frecvențe. Coeficientul de distorsiuni este mai mic de 0,01% la 1000 Hz. Stabilitatea frecvenței este mai bună de 2% pentru o variație de temperatură de $\pm 10^\circ\text{C}$ și mai bună de 1% pentru o variație a tensiunii de alimentare de $\pm 10\%$. Amplificatorul este format din trei etaje de amplificare cu cuplaj galvanic. Repetorul pe emitor T_3 utilizează ca rezistență de emitor tranzistorul T_4 . Factorul de amplificare al amplificatorului este egal cu 3 000. Cu ajutorul potențiometrului R_1 se reglează polarizarea bazei tranzistorului T_1 , iar cu ajutorul lui R_2 se reglează gradul de reacție negativă. Condensatorii din rețeaua Wien trebuie să aibă o toleranță de 1% pentru a obține frecvențele pe primele patru game cu o precizie de 2%. Pentru frecvența de 15 KHz se reglează cei doi condensatori trimeri de 3/30 pF, iar pentru frecvența de 150 KHz se reglează trimmerul C_1 dispus în paralel pe rezistența R_1 de 4,7 K Ω . Generatorul este prevăzut la ieșire cu un atenuator calibrat ce furnizează tensiunile 2,2 V; 1 V; 0,1 V; 10 mV; 1 mV.

Schema unui generator cu rețea Wien cu tranzistor cu efect de cîmp și care este stabilizat cu o lampă cu incandescență este arătată în fig. 5.16. Generatorul mai poate furniza impulsuri dreptunghiulare și în dinți de fierăstrău. Domeniul de frecvențe al generatorului este cuprins între 10 Hz și 100 KHz, și este împărțit în patru game: 10÷100 Hz; 100÷1 000 Hz; 1÷10 KHz; 10÷100 KHz. Valoarea eficace maximă a semnalului sinusoidal de ieșire este de 1 V, coeficientul de distorsiuni fiind mai mic de 0,1%. Rețeaua Wien este formată din rezistențele $R_1 \dots R_{16}$, care determină gamele de frecvențe și condensatorul variabil dublu C de 2×465 pF necesar

pentru reglarea frecvenței în interiorul fiecărei game. Tranzistorul cu efect de cîmp T_1 este montat ca repetor pe sursă. Amplificarea acestui etaj este mult inferioară unității și de aceea pentru mărirea amplificării s-a aplicat etajului prin condensatorul C_2 o reacție pozitivă (bootstrap). Polarizarea grilei tranzistorului T_1 se reglează cu ajutorul potențiometrului R_3 de $50\text{ k}\Omega$. Reacția negativă aperiodică aplicată oscilatorului este realizată cu lampa cu incandescență de $28\text{ V}/0,4\text{ A}$ și rezistențele R_1 și R_2 . Cu ajutorul potențiometrului R_1 montat ca rezistență variabilă se reglează gradul de reacție negativă, respectiv amplitudinea semnalului de ieșire. Repetorul pe sursă T_1 este urmat de două etaje de amplificare T_2 și T_3 și un etaj de ieșire în contratimp realizat cu tranzistorii complementari T_4 și T_5 .

Semnalul dreptunghiular se obține din cel sinusoidal cu ajutorul unui discriminator Schmitt integrat CA 3 000. Acesta are o bandă de trecere de 1 MHz și timpi de comutație de $0,3\text{ }\mu\text{s}$. Cu ajutorul potențiometrului R_4 se reglează simetria semnalului dreptunghiular, a cărui amplitudine vîrf la vîrf este egală cu $2,82\text{ V}$.

Semnalul în dinte de fierăstrău este obținut cu ajutorul unui generator de relaxare realizat cu tranzistorul unijonțiune T_8 . Tranzistorul T_9 este utilizat ca sursă de curent constant pentru încărcarea liniară a condensatoarelor C_3 , C_4 , C_5 și C_6 .

Tranzistorul T_{10} este montat ca repetor pe emitor. Cu ajutorul potențiometrului R_5 se reglează frecvența în interiorul fiecărei game, determinate de condensatoarele $C_3 \dots C_6$.

Cu ajutorul comutatorului S_3 cu patru secțiuni cele trei tipuri de semnal sînt aplicate prin intermediul unui etaj în contratimp realizat cu tranzistoarele complementare T_6 , T_7 unui atenuator calibrat de ieșire. Amplitudinea semnalului în dinți de fierăstrău se reglează cu potențiometrul R_6 de $10\text{ k}\Omega$.

La punerea la punct a generatorului se va regla cu ajutorul potențiometrului R_3 polarizarea tranzistorului T_1 astfel încît tensiunea continuă măsurată între punctul comun al celor două rezistențe de $68\text{ }\Omega$ din emitorii lui T_4 și T_5 și masă să fie egală cu zero. Cu ajutorul condensatorului C_1 se reglează valoarea frecvenței la capătul superior al ultimei game de frecvențe. De notat că rotorul condensatorului variabil, care este conectat la grila tranzistorului T_1 este izolat față de masă.

În fig. 5.17 este prezentată schema unui generator cu rețea Wien cu tranzistor cu efect de cîmp și care este stabilizat cu un termistor. Domeniul de frecvențe al generatorului este de $15\text{ Hz} \div 1,5\text{ MHz}$, împărțit în cinci game: $15 \div 150\text{ Hz}$, $150 \div 1\,500\text{ Hz}$, $1,5 \div 15\text{ KHz}$, $15 \div 150\text{ KHz}$, $150 \div 1\,500\text{ KHz}$. Valoarea eficace a semnalului de ieșire este egală cu 1 V , coeficientul de distorsiuni fiind cuprins între $0,05$

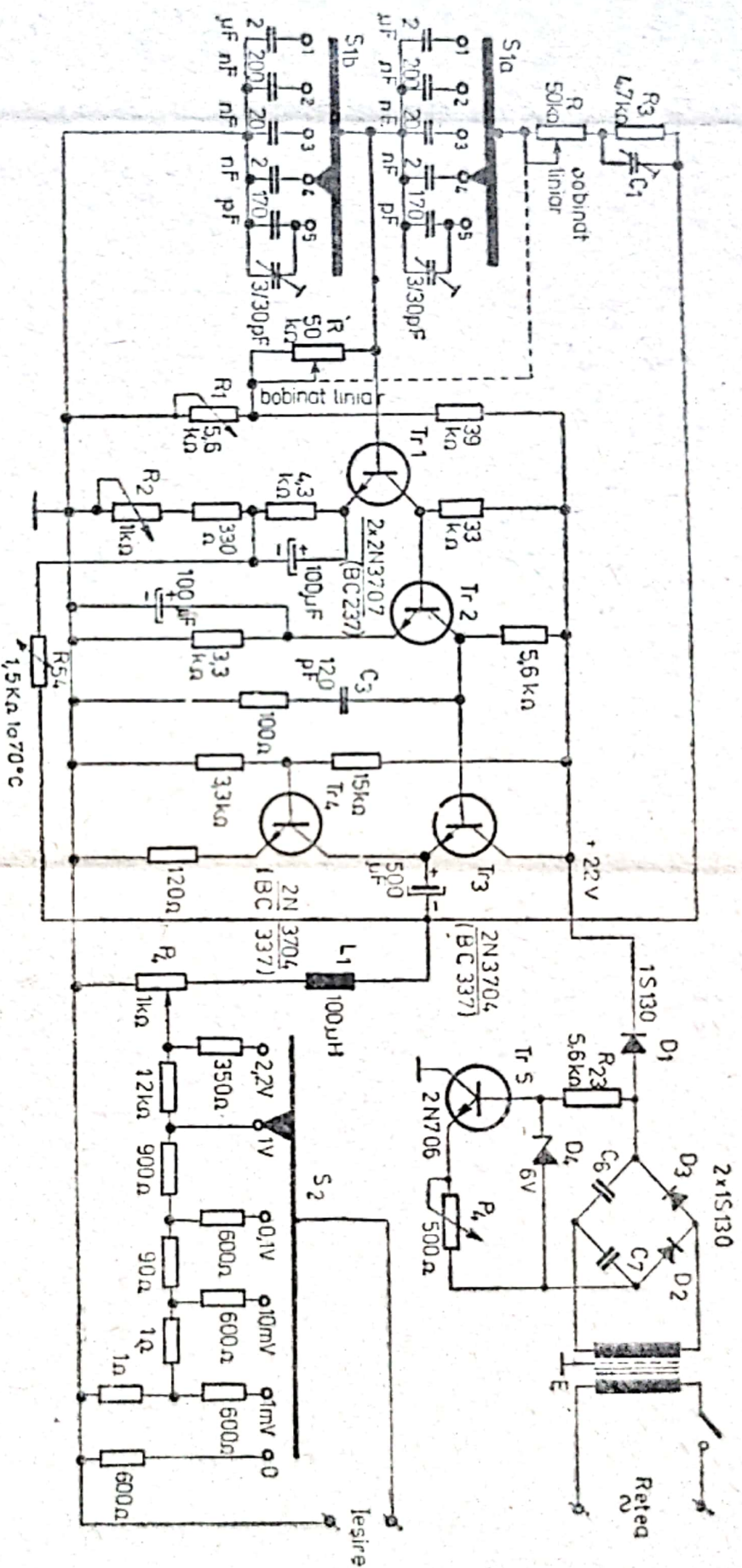


Fig. 5.15. Schema unui generator cu rețea Wien stabilizat cu termistor și realizat cu tranzistoare cu Si.

Generatoare, planșă fig. 5.15 și fig. 5.16 între pag. 244—245.

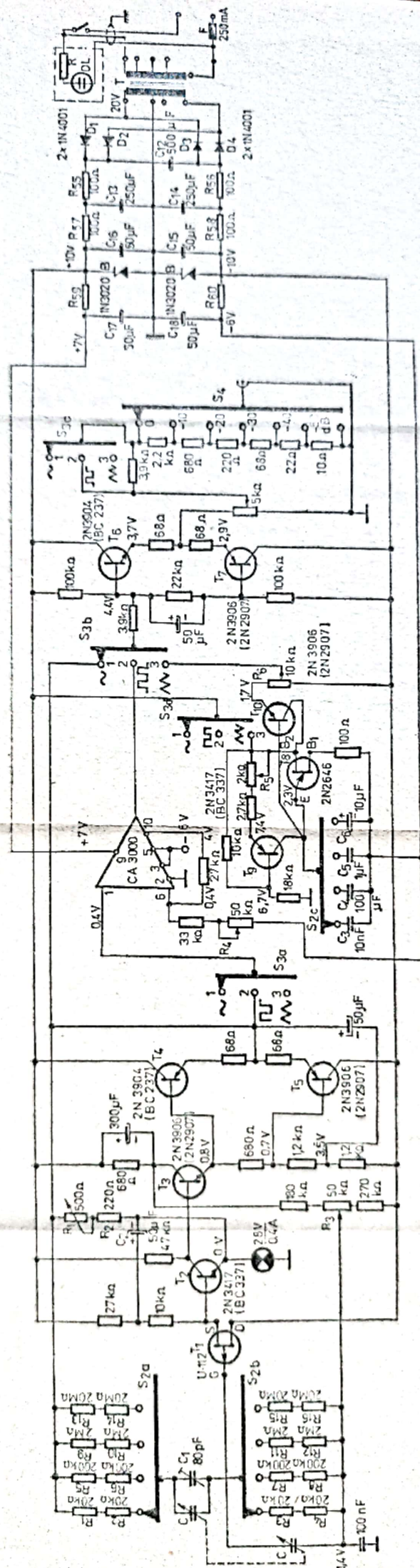


Fig. 5.16. Schema unui generator cu rețea Wien cu tranzistor cu efect de câmp și care este stabilizat cu o lampă cu incandescență.

și 0,09%. Rețeaua Wien este formată din rezistențele $R_1 \dots R_5$ și condensatorul variabil dublu C de 2×450 pF. Rețeaua de reacție negativă este formată din termistorul STC R 53 (Mullard) și rezis-

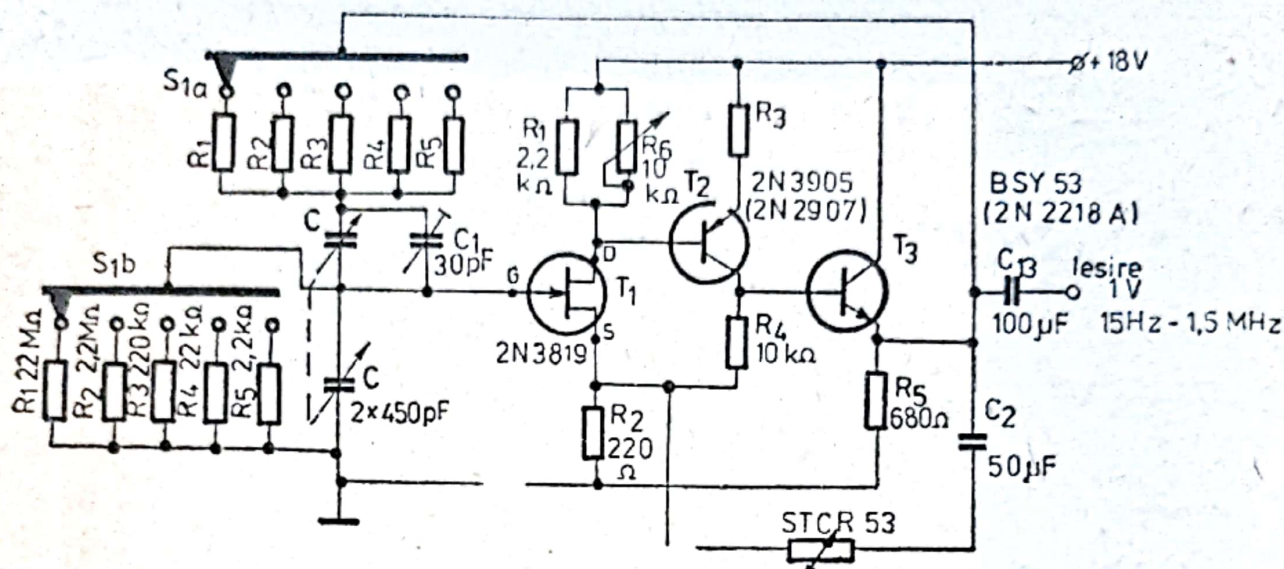


Fig. 5.17. Schema unui generator cu rețea Wien cu tranzistor cu efect de câmp și care este stabilizat cu un termistor.

tența R_2 din sursa tranzistorului T_1 . Cu ajutorul condensatorului C_1 se compensează atât capacitatea parazită față de masă a statorului condensatorului variabil, cât și capacitatea de intrare a tranzistorului cu efect de câmp. Se reglează inițial potențiometrul R_6 astfel încât între emitorul tranzistorului de ieșire T_3 și masă să se obțină o tensiune continuă de 9 V și ulterior se continuă acest reglaj pentru obținerea unui semnal sinusoidal de ieșire cu distorsiuni minime.

Schema unui oscilator cu rețea Wien cu amplificator operațional integrat și care este stabilizat în amplitudine cu o lampă cu incandescență este arătată în fig. 5.18. Pentru valorile rețelei Wien din

Fig. 5.18. Schema unui oscilator cu rețea Wien cu amplificator operațional integrat și care este stabilizat cu o lampă cu incandescență.

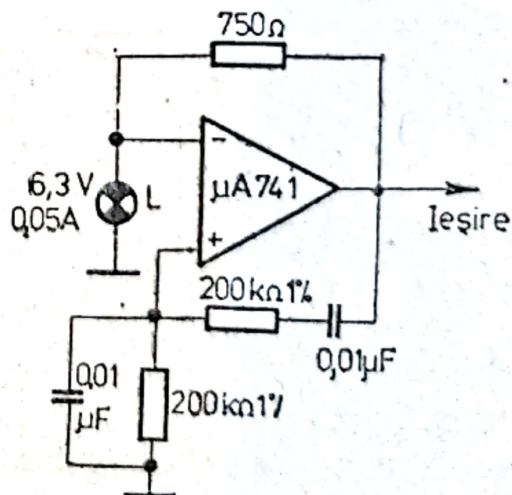


fig. 5.18 frecvența generată este de 80 Hz. Tensiunea sinusoidală de ieșire este egală cu 3 V vîrf la vîrf.

În fig. 5.19 este prezentată schema unui oscilator cu rețea Wien cu amplificator operațional integrat și care este stabilizat în ampli-

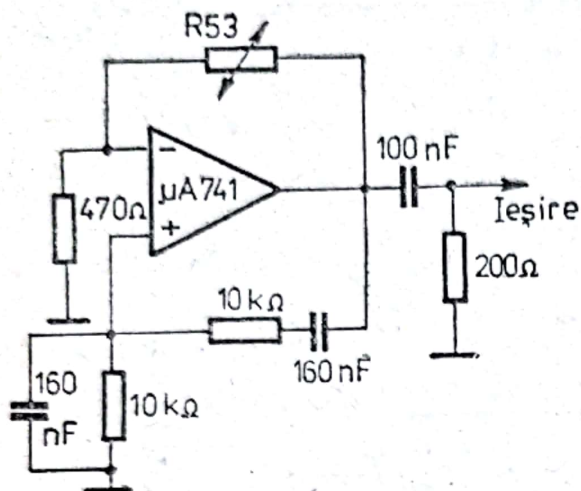


Fig. 5.19. Schema unui oscilator cu rețea Wien cu amplificator operațional integrat și care este stabilizat cu un termistor.

tudine cu un termistor. Pentru valorile din schemă se obține o frecvență de oscilație de 1 KHz. Tensiunea generată la ieșire este de 3 V vîrf la vîrf. Termistorul R 53 are o rezistență egală cu 940Ω la temperatura de lucru. La o variație a tensiunii de alimentare de la 4 la 15 V, tensiunea de ieșire și frecvența prezintă o variație mai mică de 0,1%. Oscilatorul poate alimenta sarcini mai mici de 200Ω cu o scădere neglijabilă a nivelului tensiunii de ieșire. Coeficientul de distorsiuni este mai mic de 0,1%.

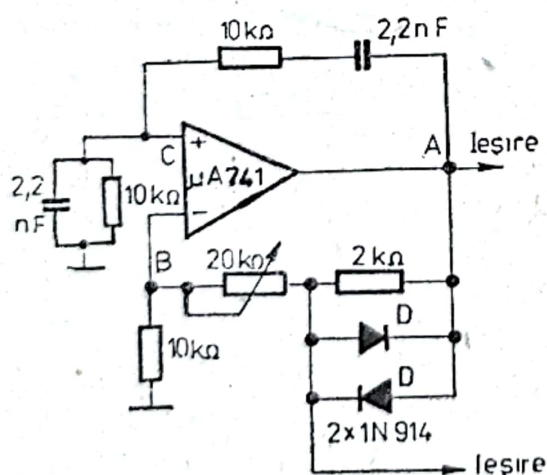


Fig. 5.20. Schema unui oscilator cu rețea Wien cu amplificator operațional integrat și care este stabilizat cu diode cu Si.

Schema unui oscilator cu rețea Wien cu amplificator operațional integrat și care este stabilizat în amplitudine cu diode cu Si este arătată în fig. 5.20. Pentru rețeaua Wien formată din rezistențele

de $10\text{ K}\Omega$ și condensatoarele de $2,2\text{ nF}$ frecvența de oscilație este egală aproximativ cu 7 KHz , semnalul de ieșire luat de pe borna A având o amplitudine de 10 V . Coeficientul de distorsiuni este egal cu 1% pentru ieșirea A. Un semnal cu un coeficient de distorsiuni

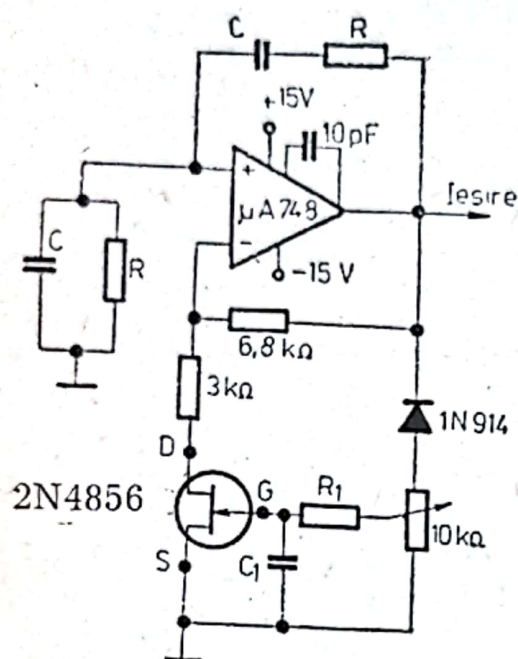


Fig. 5.21. Schema unui oscilator cu rețea Wien cu amplificator operațional integrat și care este stabilizat în amplitudine cu un tranzistor cu efect de câmp montat în serie cu bucla de reacție negativă.

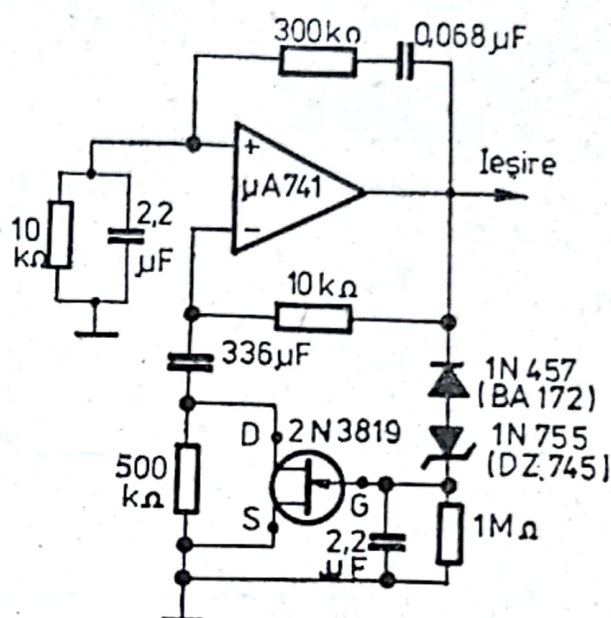


Fig. 5.22. Schema unui oscilator cu rețea Wien cu amplificator operațional integrat și care este stabilizat în amplitudine cu un tranzistor cu efect de câmp montat în paralel cu bucla de reacție negativă.

mult mai redus poate fi luat din punctele B, C, D cu condiția de a intercala între aceste puncte și sarcină un etaj separator.

În fig. 5.21 este prezentată schema unui oscilator cu rețea Wien cu amplificator operațional integrat și care este stabilizat în amplitudine cu un tranzistor cu efect de câmp montat în serie cu bucla de reacție negativă.

Schema unui oscilator cu rețea Wien cu amplificator operațional integrat și care este stabilizat în amplitudine cu un tranzistor cu efect de câmp montat în paralel cu bucla de reacție negativă este arătată în fig. 5.22. Oscilatorul furnizează la ieșire un semnal sinusoidal care are o frecvență egală cu 10 Hz și o amplitudine egală cu $8,25\text{ V}$.

În fig. 5.23 este prezentată schema bloc a unui generator cu rețea Wien integrat de tip 4023/25 (Burr-Brown). Acest generator in-

tegrat poate furniza o frecvență fixă din domeniul $10 \text{ Hz} \div 20 \text{ KHz}$ cu o precizie de $\pm 1\%$, stabilitatea frecvenței cu temperatura fiind de $\pm 0,04\%/^{\circ}\text{C}$. Generatorul furnizează la borna A o tensiune a cărei valoare eficace este de 6 V , iar la borna B o tensiune de 3 V pe

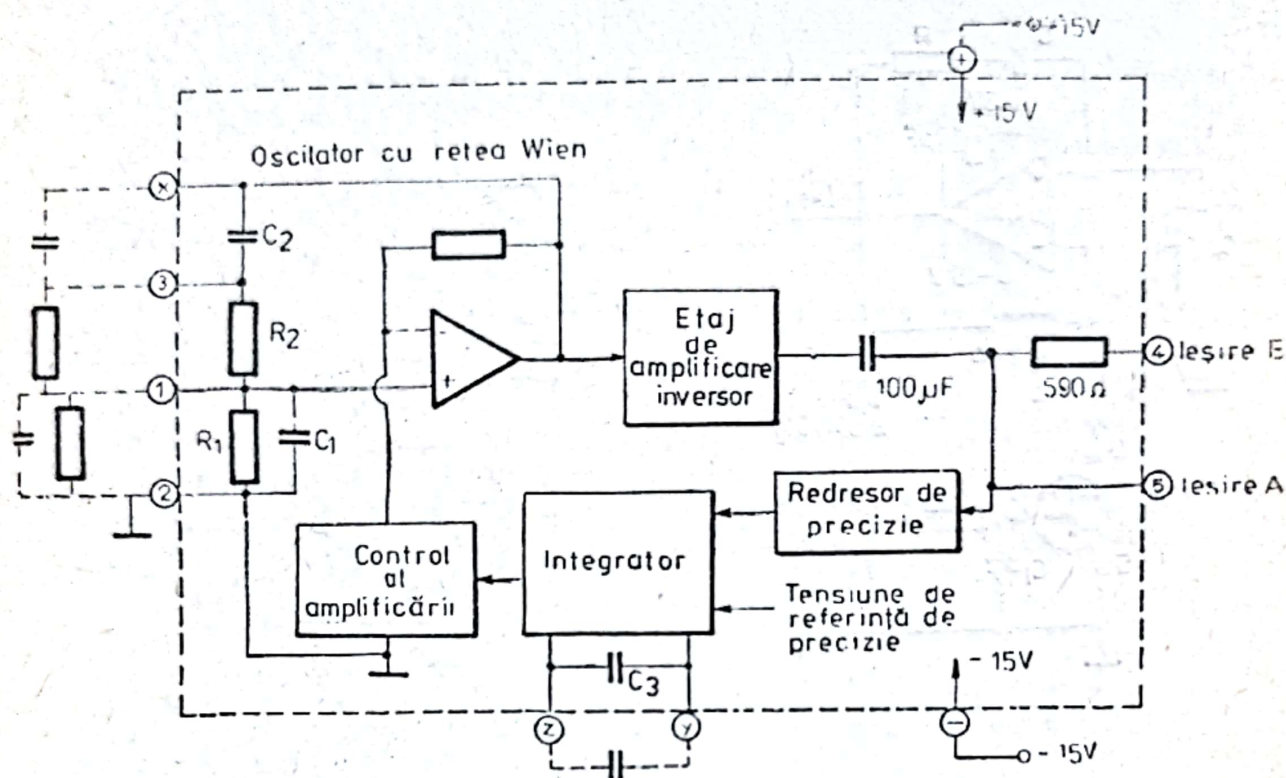


Fig. 5.23. Schema bloc a generatorului cu rețea Wien integrat de tip 4023/25 (Burr-Brown).

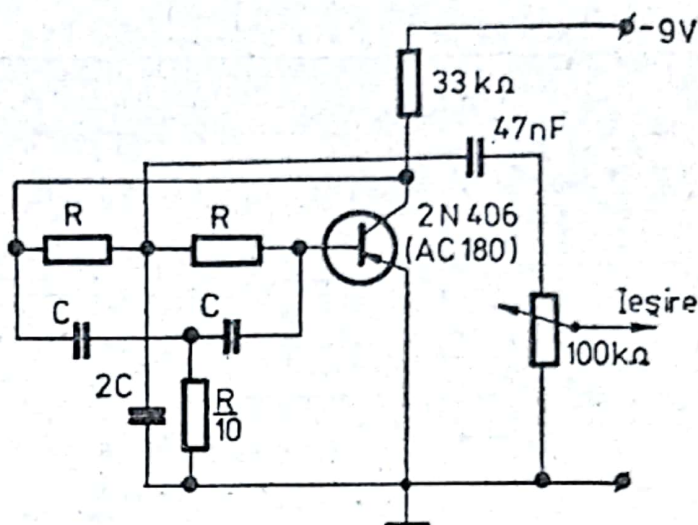
o impedanță de sarcină de 600Ω . Aceste valori sînt obținute cu o precizie de $\pm 2\%$. Impedanța de ieșire la borna A este egală cu 1Ω iar la borna B este 600Ω . Amplitudinea tensiunii de ieșire are o stabilitate cu temperatura de $\pm 0,02\%/^{\circ}\text{C}$. Coeficientul de distorsiuni este de maximum $0,1\%$. Frecvența poate fi ajustată din exterior fie conectînd între bornele $x-3$ și $1-2$ două condensatoare de valori egale, fie între bornele $3-1$ și $1-2$ două rezistențe de valori egale. În primul caz valoarea frecvenței este micșorată, iar în cel de al doilea caz este mărită.

Generatorul funcționează în domeniul de temperatură de la -25°C la $+85^{\circ}\text{C}$. El este alimentat cu o tensiune de $\pm 15 \text{ V}$ și consumă un curent de $\pm 40 \text{ mA}$. Dimensiunile acestui generator integrat sînt $61 \times 45, 72 \times 15,2 \text{ mm}$.

Schema unui oscilator cu rețea dublu T realizat cu tranzistorul 2N406 (AC 180) este reprezentată în fig. 5.24. Oscilatorul poate genera două frecvențe în funcție de valorile rezistențelor și condensa-

toarelor din rețeaua dublu T . Astfel pentru frecvența de 750 Hz: $R=18\text{ K}\Omega$ și $C=22\text{ nF}$, iar pentru frecvența de 1,8 KHz: $R=15\text{ K}\Omega$ și $C=10\text{ nF}$. Amplitudinea semnalului de ieșire, de circa 1 V, se reglează cu potențiometrul de $100\text{ K}\Omega$. Acest oscilator cu două frec-

Fig. 5.24. Schema unui oscilator cu rețea dublu T realizat cu tranzistorul 2N406 (AC 180).



vențe a fost conceput pentru controlul emițătoarelor cu bandă laterală unică. Ieșirea oscilatorului s-a făcut din punctul median al rețelei dublu T pentru a avea un conținut redus de armonici. Aceasta

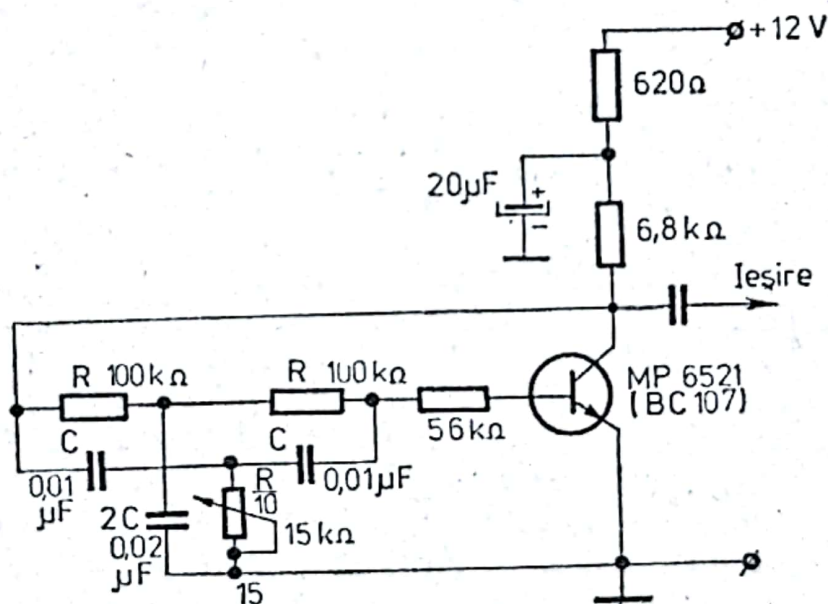


Fig. 5.25. Schema unui oscilator cu rețea dublu T realizat cu tranzistorul MPS 6521 (BC 107).

se datorește faptului că rezistențele R și condensatorul $2C$ formează un filtru trece jos care elimină armonicile.

În fig. 5.25 este arătată schema unui oscilator cu rețea dublu T realizat cu tranzistorul MPS 6521 (BC 107). Oscilatorul generează la

ieșire un semnal de aproximativ 5 V amplitudine și care are o frecvență egală cu 280 Hz pentru valorile R și C ale rețelei dublu T din fig. 5.25. Acest oscilator, conceput pentru instrumente muzicale, poate fi modificat pentru a genera frecvențe alese în domeniul

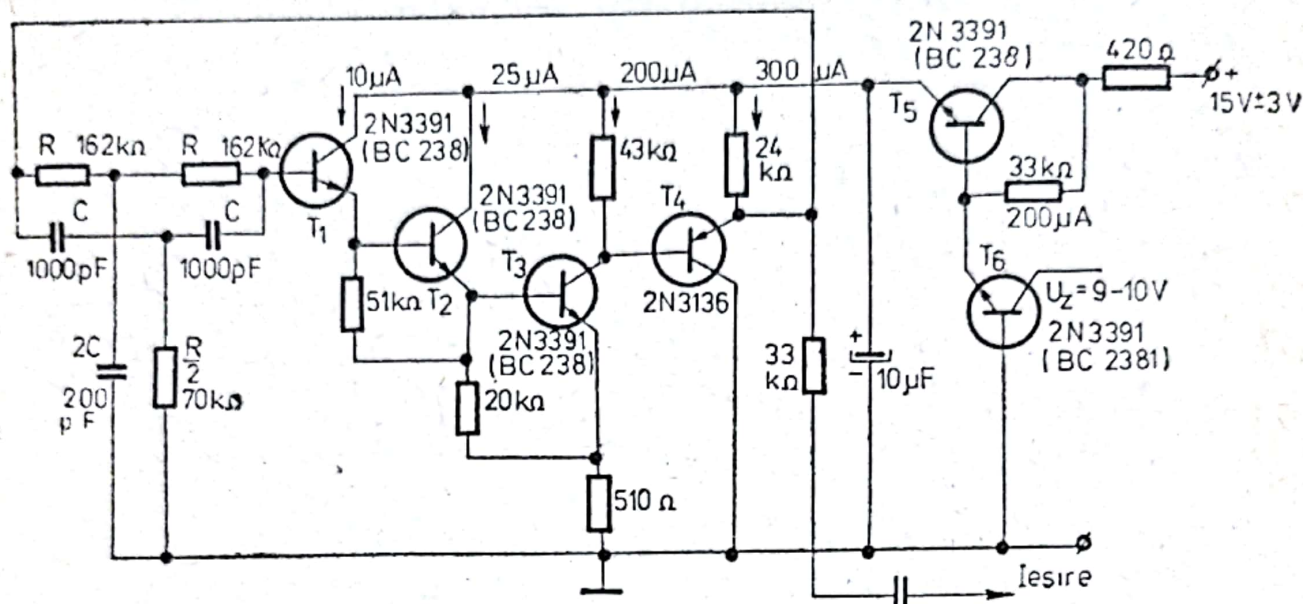


Fig. 5.26. Schema unui generator cu rețea dublu T realizat cu tranzistoarele 2N3391 (BC 238) și 2N3136.

20 Hz÷10 KHz. Pentru aceasta este necesar să se schimbe numai valoarea condensatoarelor C , frecvența rezultantă putînd fi calculată fie cu relația 2.149 fie cu ajutorul nomogramei din fig. 2.44, ținînd cont că $R=100\text{ K}\Omega$.

Schema unui generator cu rețea dublu T realizat cu tranzistoarele 2N3391 (BC 238) și 2N3136 este prezentată în fig. 5.26. Frecvența generată la ieșire este de 1 KHz însă se pot obține și alte frecvențe cuprinse în domeniul 100 Hz÷10 KHz prin schimbarea valorilor elementelor R și C ale rețelei dublu T conform relației 2.134. Precizia frecvenței este mai bună de 0,1%. Domeniul de temperatură al generatorului este cuprins între -55°C și $+71^\circ\text{C}$. Amplificatorul este format din două etaje repetoare pe emitor T_1 și T_2 , un etaj de amplificare T_3 și un etaj repetor pe emitor de ieșire T_4 . Aceste etaje sînt cuplate galvanic ceea ce duce la o bună stabilitate termică și un număr minim de componente. Amplificatorul are o bandă de frecvențe largă și astfel un defazaj minim la frecvența de lucru a oscilatorului (181° la frecvența de 1 KHz) impedanța de intrare a acestuia, egală cu $20\text{ M}\Omega$, este mare în comparație cu impedanța de ieșire a rețelei dublu T . Impedanța de ieșire este egală cu $200\text{ }\Omega$, fiind mică în comparație cu impedanța de intrare a reței-

lei dublu T . Amplificarea totală a amplificatorului este egală cu 65. Amplitudinea semnalului de ieșire este egală cu 1 V. Alimentarea oscilatorului este stabilizată cu tranzistorul T_5 , joncțiunea bază-emitor a tranzistorului T_6 fiind utilizată ca diodă Zener de 9—

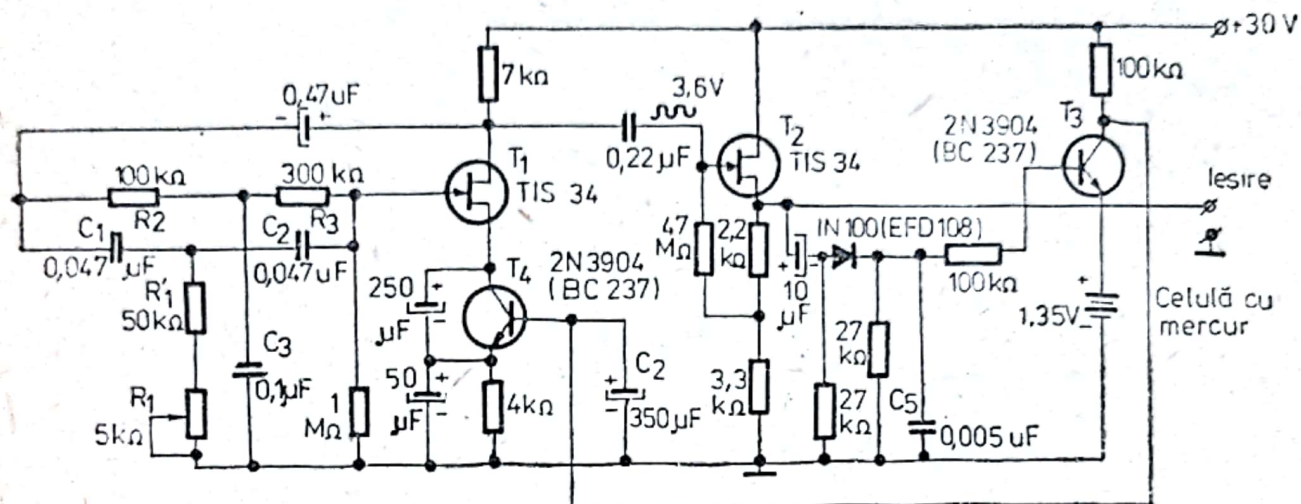


Fig. 5.27. Schema unui generator cu rețea dublu T realizat cu tranzistoarele cu efect de câmp TIS34.

10 V. Acest stabilizator împreună cu condensatorul de $10 \mu\text{F}$ îndeplinește și funcția de filtru. El izolează oscilatorul de variațiile impedanței de ieșire a sursei de alimentare. Rezistența de 420Ω are rolul de a proteja stabilizatorul la o conectare greșită a sursei de alimentare de $+15 \text{ V}$. Consumul de curent al generatorului de la sursă este egal cu $735 \mu\text{A}$.

În fig. 5.27 este arătată schema unui generator cu rețea dublu T realizat cu tranzistori cu efect de câmp TIS 34. Generatorul utilizează o rețea dublu T nesimetrică care introduce un defazaj de 180° și este formată din rezistențele R_1 , R_1' , R_2 și R_3 și capacitățile C_1 , C_2 și C_3 . Potențiometrul R_1 permite mici variații de frecvență în jurul frecvenței de oscilație de 33 Hz . Amplificatorul este format dintr-un etaj de amplificare T_1 și un repetor pe sursă T_2 . Semnalul luat de la ieșirea lui T_2 este redresat și apoi aplicat unui etaj de amplificare în curent continuu T_3 . Semnalul de curent continuu este comparat cu o sursă de referință stabilă (o celulă cu mercur de $1,35 \text{ V}$) și orice diferență de tensiune dintre acestea este amplificată și apoi aplicată pe baza tranzistorului T_4 . Prin aceasta se modifică rezistența în curent continuu a lui T_4 , compensându-se astfel variația amplitudinii. Generatorul are o stabilitate a frecvenței de câteva părți în 10^4 și furnizează la ieșire o tensiune efecă de 3 V .

Schema unui oscilator în cuadratură este dată în fig. 5.28. Acest oscilator furnizează la ieșirile sin și cos semnale alternative de o frecvență egală cu 16 Hz și o amplitudine egală cu 10 V. Cu ajutorul potențiometrului R_2 se simetrizează semnalul sinusoidal de ± 10 V

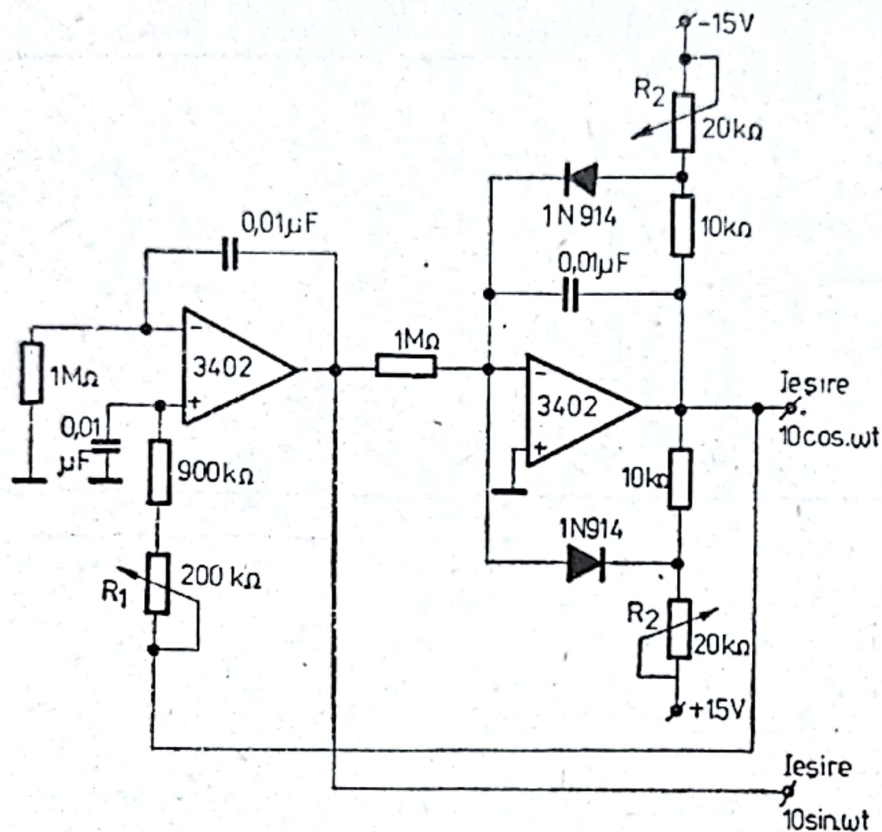


Fig. 5.28. Schema unui oscilator în cuadratură.

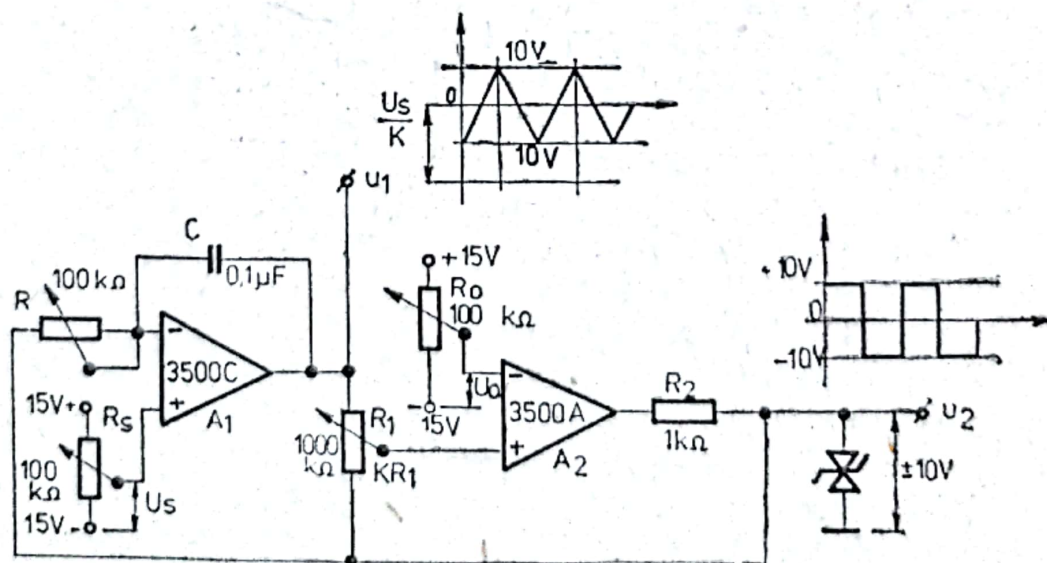


Fig. 5.29. Schema unui generator de semnale triunghiulare și dreptunghiulare.

de la ieșire și se obțin distorsiuni minime. Stabilitatea amplitudinii este reglată cu ajutorul potențiometrului R_1 .

În fig. 5.29 este prezentată schema unui generator de semnale triunghiulare și dreptunghiulare. Acest generator utilizează două amplificatoare operaționale integrate Burr-Brown, unul A_1 lucrînd ca integrator, iar celălalt A_2 ca comparator de tensiune. Rețeaua de integrare este formată din potențiometrul R de $100\text{ K}\Omega$ și condensatorul C de $0,1\text{ }\mu\text{F}$. Cu ajutorul potențiometrului R frecvența poate fi reglată în domeniul $0,1\text{ Hz}$ la 10 KHz . Amplitudinea semnalului triunghiular poate fi reglată de la 5 mV la 10 V cu ajutorul potențiometrului R_1 . Tensiunea de decalare U_{med} a acestui semnal se reglează cu potențiometrul R_0 de $100\text{ K}\Omega$. Semnalul triunghiular are o liniaritate foarte bună prezentînd o nelinearitate de număr $0,01\%$ la frecvențe joase. Simetria semnalului dreptunghiular se reglează cu ajutorul potențiometrului R_s de $100\text{ K}\Omega$.

Schema unui formator de unde sinusoidale realizat cu o rețea de diode semiconductoare este arătată în fig. 5.30. Atenuatorul cu

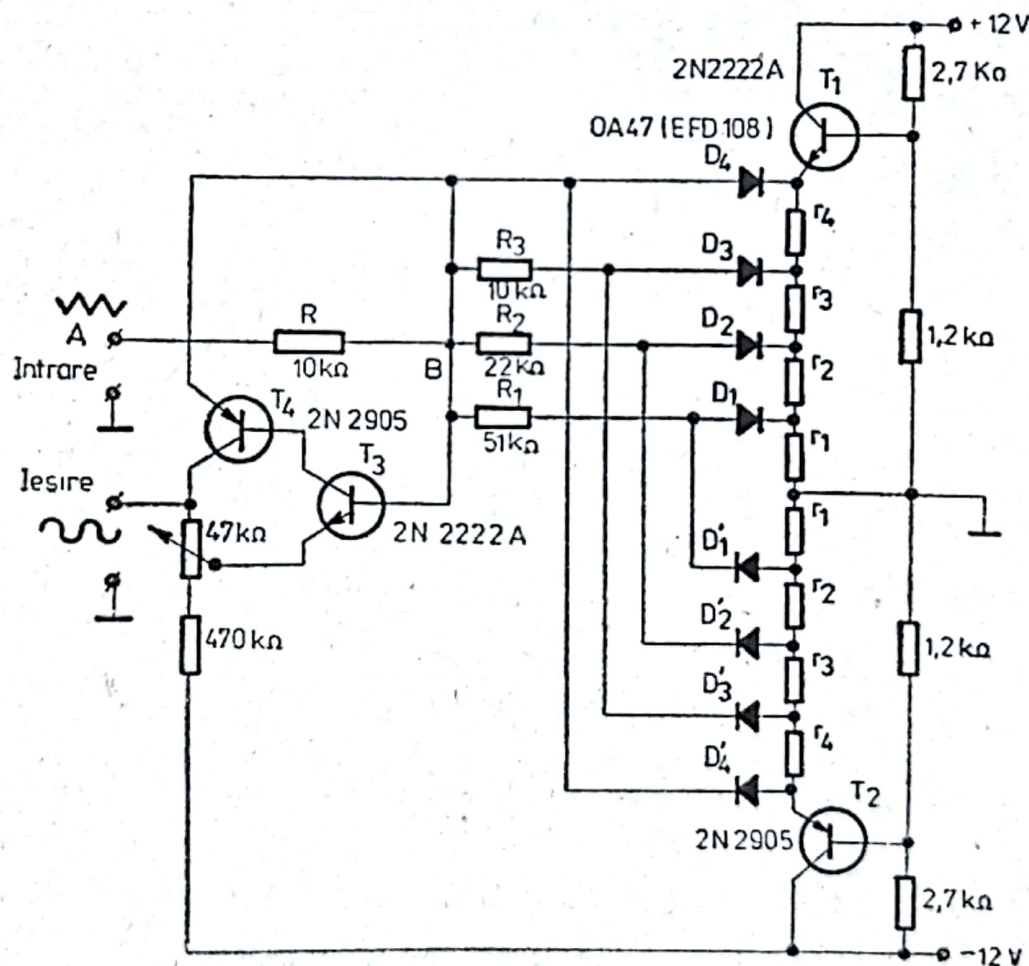


Fig. 5.30. Schema unui formator de unde sinusoidale realizat cu o rețea de diode semiconductoare.

praguri decalate este format din rezistențele R , R_1 , R_2 , R_3 și diodele $D_1—D_4$, $D'_1—D'_4$. Aceste diode sînt polarizate prin cele două divizoare de tensiune $r_1—r_4$ parcurse de doi curenți egali și a căror valoare este fixată de tranzistoarele T_1 și T_2 , ale căror baze sînt alimentate la tensiuni egale și de polarități inverse prin divizoarele de tensiune $2,7\text{ K}\Omega/1,2\text{ K}\Omega$. Un semnal triunghiular de $\pm 5\text{ V}$ este aplicat în punctul A . În punctul B se obține un semnal sinusoidal. Între acest punct și ieșire s-a intercalat un etaj separator cu impedanță de intrare mare format cu tranzistoarele T_3 și T_4 (pe radiator). Diodele D_4 și D'_4 sînt legate direct la punctul B . Caracteristica exponențială a diodelor $U_d=f(i_d)$ dă un semnal rotunjit pentru obținerea vîrfului sinusoidei. La acest formator s-au utilizat diode cu Ge. Aceasta deoarece diodele cu Si prezintă căderi de tensiune în sens direct de $0,6\text{ V}$ față de $0,18\text{ V}$ la cele cu Ge. Coeficientul de distorsiuni este egal cu $0,6\%$ și atinge $1,5\%$ la o frecvență de 100 KHz .

În fig. 5.31 este prezentată schema unui formator de unde sinusoidale realizat cu patru diode semiconductoare și un amplificator operațional integrat. Amplificatorul operațional însumează tensiunile de ieșire ale rețelei în scară cu diode la intrarea căreia se aplică un semnal triunghiular. Valoarea rezistenței R_1 este egală cu rezistența directă a unei singure diode, care are o cădere de tensiune pe ea de $0,4\text{ V}$. Valoarea rezistenței R_2 este aproximativ egală cu dublul valorii lui R_1 . Diodele D_1 și D_2 intră în conducție înaintea diodelor D_3 și D_4 la aplicarea semnalului triunghiular. Ca rezultat for-

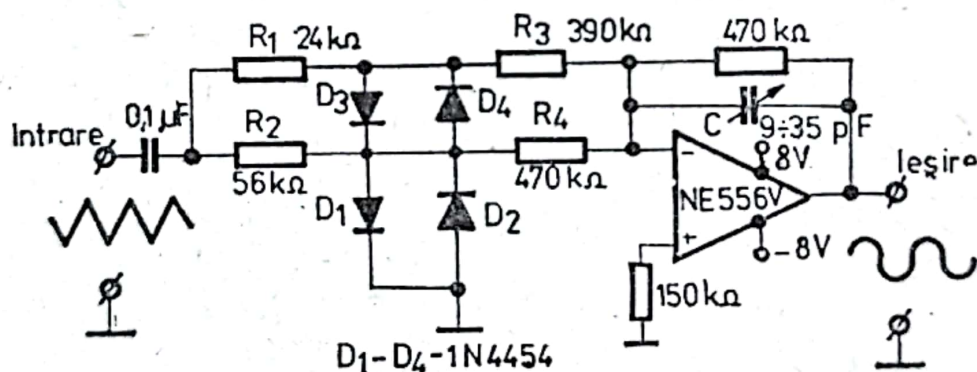


Fig. 5.31. Schema unui formator de unde sinusoidale realizat cu patru diode semiconductoare și un amplificator operațional integrat.

ma de undă în partea de sus a rețelei în scară este triunghiulară pînă la $0,8\text{ V}$ și apoi este aplatisată la maximum $0,85\text{ V}$, iar tensiunea pe D_1 și D_2 este triunghiulară pînă la $0,4\text{ V}$ și este aplatisată la maximum $0,45\text{ V}$. Aceste forme de undă însumate într-un raport

de circa unu la unu, dau naștere la ieșirea amplificatorului la o sinusoidă cu o formă de undă destul de bună. Cu amplificatorul operațional NE 566 V se obțin trepte de tensiune de aproximativ 0,05 V la vârful de sus și de jos al unei triunghiulare. Aceasta tinde să producă discontinuități la vîrfurile sinusoidei. Acest efect este mult redus cu ajutorul reacției negative aplicate cu condensatorul trimmer C. Trimerul se reglează la frecvența cea mai înaltă pentru a obține o undă cît mai pură la ieșirea amplificatorului. Acest formator lucrează într-un domeniu de frecvențe cuprins între 500 Hz și 11 KHz și generează la ieșirea sa un semnal de o valoare eficace egală cu 1 V. Acest circuit este utilizat la înregistrare de date pe magnetofone sau casetofone comerciale.

Schema unui formator de unde sinusoidale realizat cu un tranzistor cu efect de cîmp este arătată în fig. 5.32. Amplificatorul operațional integrat L 141 lucrează cu o reacție negativă nelineară realizată cu tranzistorul cu efect de cîmp BFX82 și rezistența R_2 . Cu ajutorul potențiometrului R_1 se reglează gradul de nelinearitate al sistemului. Tranzistorul cu efect de cîmp lucrează în ambele cadrane ale caracteristicii $I_D = f(U_{DS})$, iar diodele D_1 și D_2 comută grila la sursă și la drenă. Prin reglarea alternativă a amplitudinii semnalului triunghiular aplicat la intrare și a valorii potențiometrului R_1 (în jur de 150 Ω), se obține la ieșire o undă sinusoidală, cu un coeficient de distorsiuni de circa 0,40%.

În prezent s-au realizat module formatoare de unde sinusoidale integrate cum ar fi de exemplu tipurile 4118/25, 4301, 4302 Burr-

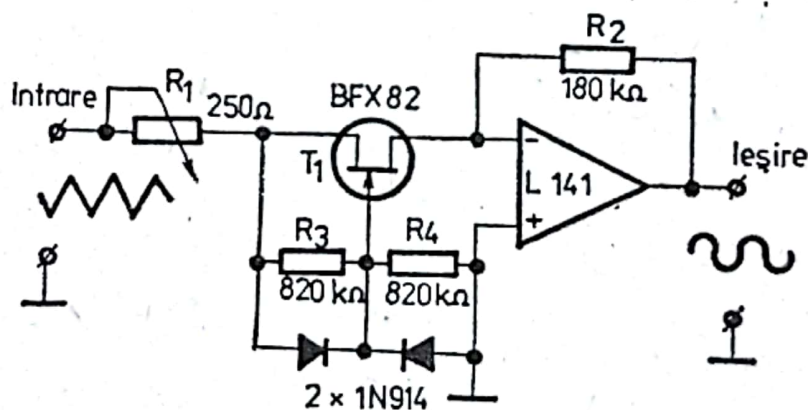


Fig. 5.32. Schema unui formator de unde sinusoidale realizat cu un tranzistor cu efect de cîmp.

Brown, ce furnizează la ieșire funcții sin și cos sau formatorul NE 511B Signetics.

Schema unui generator de funcții realizat cu generatorul de funcții integrat XR-205 este dată în fig. 5.33. Domeniul de frecvențe al generatorului este cuprins între 3,5 Hz și 1,2 MHz, fiind

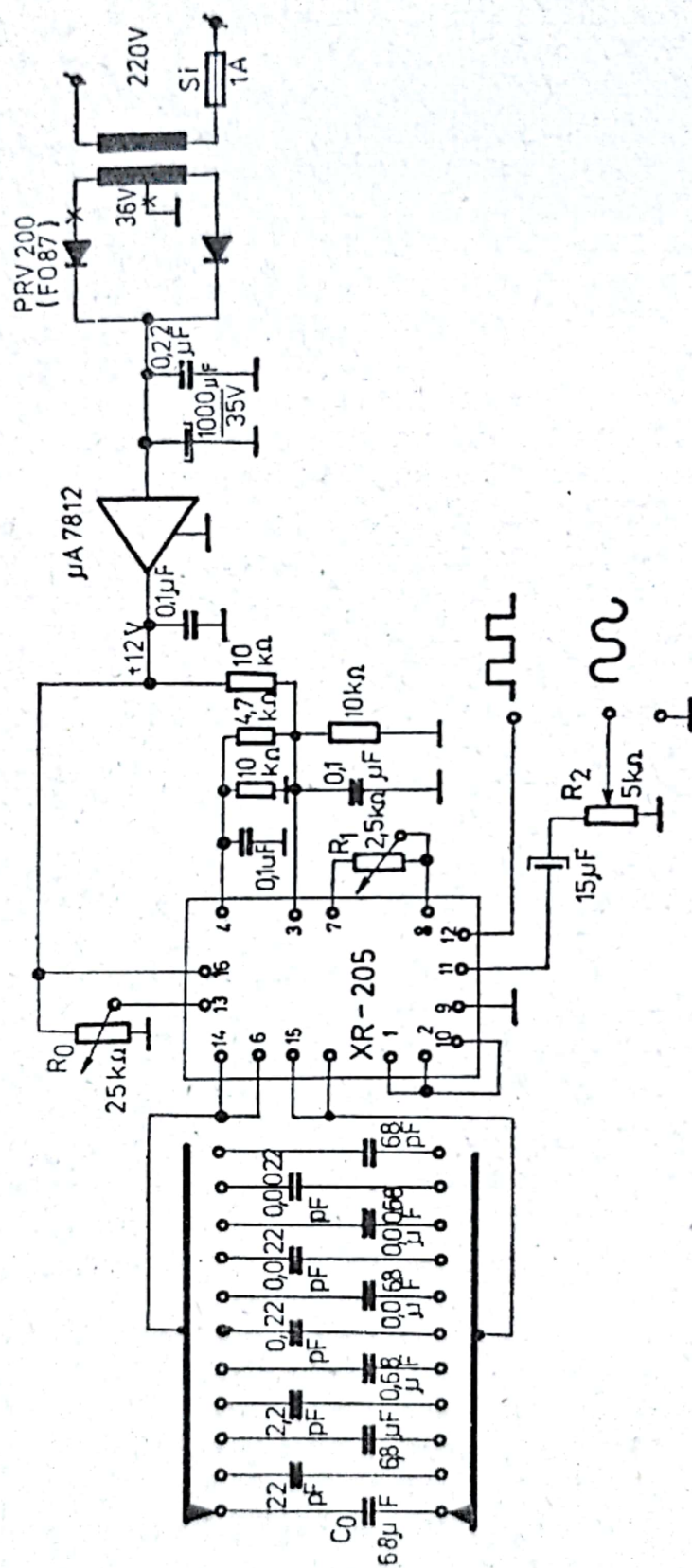


Fig. 5.33. Schema unui generator de funcții realizat cu generatorul de funcții integrat XR-205.

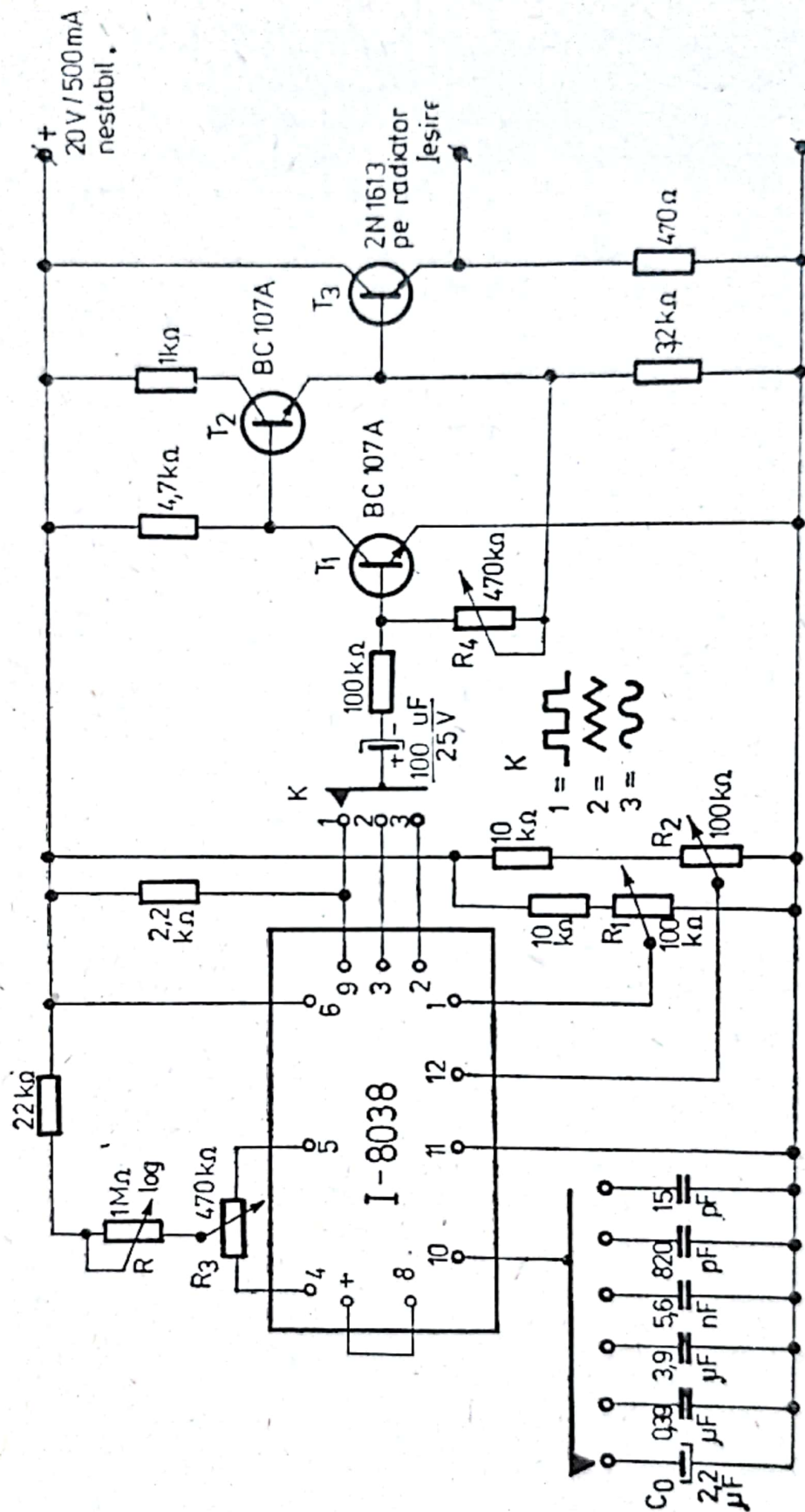


Fig. 5.34. Schema unui generator de funcții realizat cu generatorul de funcții integrat I-8038.

împărțit în 11 game: $3,5 \div 13$ Hz, $12 \div 40$ Hz, $35 \div 130$ Hz, $120 \div 400$ Hz, $350 \div 1\,300$ Hz, $1,2 \div 4$ KHz, $3,5 \div 13$ KHz, $12 \div 40$ KHz, $35 \div 130$ KHz, $120 \div 400$ KHz, $0,35 \div 1,2$ MHz. Aceste game sînt stabilite de valorile condensatoarelor C_0 , frecvența în interiorul fiecărei game putînd fi reglată în mod continuu cu ajutorul potențiometrului R_0 de $25\text{ K}\Omega$. Acest potențiometru aplică o tensiune continuă reglabilă la borna de baleiaj sau de modulație de frecvență 13 a generatorului. Cu ajutorul potențiometrului R_1 de $2,5\text{ K}\Omega$ se reglează forma de undă a semnalului sinusoidal pentru a avea distorsiuni minime. Coeficientul de distorsiuni este mai mic de 2%. Semnalul sinusoidal furnizat la borna 11 este de 1,5 V. Amplitudinea semnalului la ieșirea sinusoidală a generatorului este reglată cu ajutorul potențiometrului R_2 de $5\text{ K}\Omega$. Semnalul dreptunghiular este furnizat la borna 12. Generatorul integrat XR-205 este alimentat de la o tensiune de +12 V, stabilizată cu stabilizatorul integrat $\mu\text{A} 7812$.

În fig. 5.34 este prezentată schema unui generator de funcții realizat cu generatorul de funcții integrat I-8038. Domeniul de frecvență al generatorului este de la 0,1 Hz la 25 KHz, împărțit în șase game: $0,1 \div 0,7$ Hz, $0,7 \div 5$ Hz, $5 \div 30$ Hz, $30 \div 200$ Hz, $200 \div 1\,300$ Hz, $1,3 \div 25$ KHz. Gamele sînt stabilite de valorile condensatoarelor C_0 , frecvența în interiorul fiecărei game putînd fi reglată în mod continuu prin acționarea potențiometrului logaritm R de $1\text{ M}\Omega$. Distorsiunile undei sinusoidale obținută la borna 2 pot fi micșorate prin acționarea potențimetrelor R_1 și R_2 de $100\text{ K}\Omega$ conectate la bornele 1 și 12 ale generatorului. Generatorul integrat furnizează la borna 9 un semnal dreptunghiular, iar la borna 3 un semnal triunghiular. Asimetria acestor semnale poate fi reglată cu potențiometrul R_3 de $470\text{ K}\Omega$. Cele trei forme de undă pot fi selectate cu ajutorul comutatorului K și sînt aplicate separatorului de ieșire format din tranzistoarele T_1 , T_2 , T_3 .

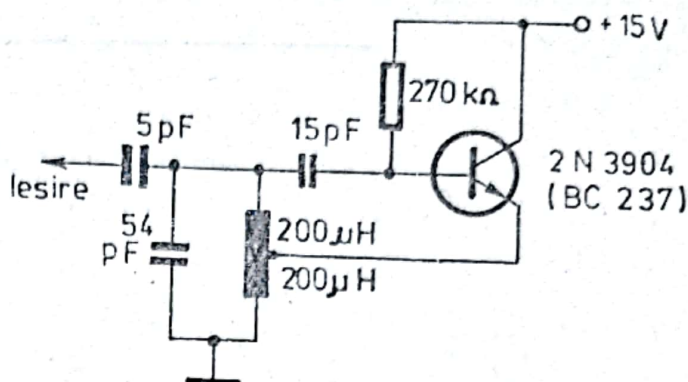
Amplitudinea maximă a semnalului triunghiular și dreptunghiular este egală cu 7,5 V, iar a celui sinusoidal este de 2,8 V. Valoarea acestor amplitudini poate fi reglată cu ajutorul potențiometrului R_4 de $470\text{ K}\Omega$. Impedanța de sarcină minimă ce poate fi conectată la ieșire este egală cu $100\ \Omega$.

5.2. Oscilatoare și generatoare de radiofrecvență

Un oscilator Hartley în montaj colector comun este prezentat în fig. 5.35. Baza tranzistorului 2N3904 este polarizată serie prin rezistența de $270\text{ K}\Omega$. Circuitul oscilant este format din bobina de

400 μH cu priză mediană și condensatorul de 54 pF. La schimbarea tranzistorului frecvența de oscilație variază de la 1,01 la 1,02 MHz.

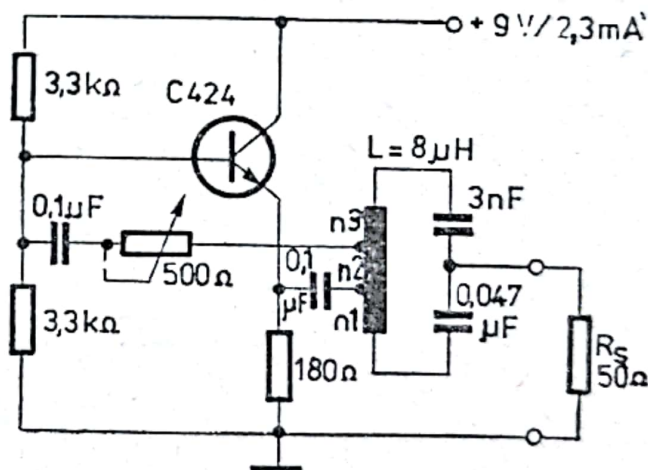
Fig. 5.35. Schema unui oscilator Hartley în montaj colector comun.



Un oscilator Hartley în montaj colector comun la care impedanța de sarcină are o influență neglijabilă asupra frecvenței de oscilație de 1 MHz este arătat în fig. 5.36.

Pentru reducerea influenței tranzistorului asupra frecvenței de oscilație baza acestuia a fost conectată la o priză a circuitului oscilant, $n_1=n_2=n_3=15$ spire. Pe o impedanță de sarcină de 50 Ω se obține o tensiune de o amplitudine egală cu 1 V. Coeficientul de dis-

Fig. 5.36. Schema unui oscilator Hartley la care frecvența de oscilație nu este influențată de impedanța de sarcină.



torsiuni al semnalului este de 3%. Oscilatorul funcționează în gama de temperaturi de la 0°C la 75°C.

Un oscilator Colpitts modificat, în montaj bază comună este arătat în fig. 5.37.

Circuitul oscilant este format din bobina L_1 și condensatoarele C_1, C_2, C_3 . Frecvența de oscilație este reglabilă, cu ajutorul condensatorului variabil C_1 , în limitele 3,5—4 MHz. Efectul variațiilor ca-

capacităților tranzistorului este redus la minimum prin utilizarea divizorului de tensiune capacitiv C_4 , C_5 , C_6 . Valorile relativ mari ale condensatoarelor C_5 și C_6 , care sînt conectate în paralel pe tranzistor, neutralizează aproape complet efectul capacităților acestuia. Re-

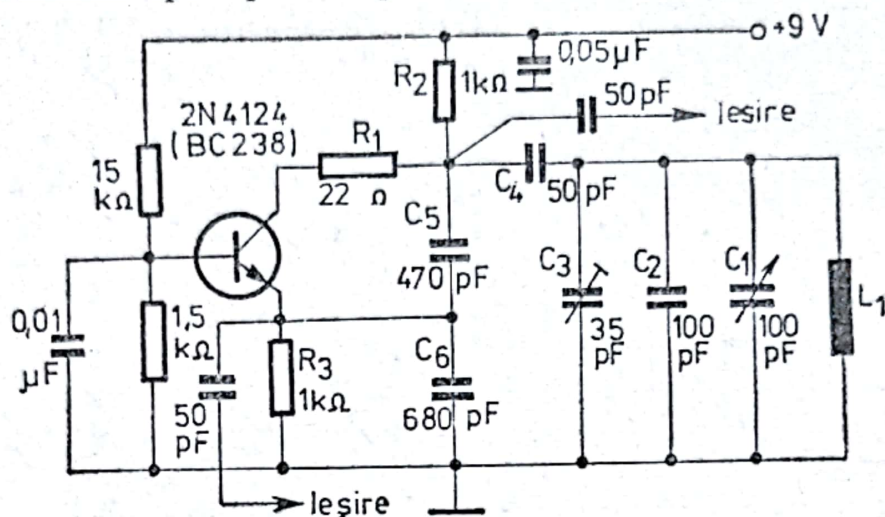


Fig. 5.37. Schema unui oscilator Colpitts modificat, în montaj bază comună.

zistența R_1 de valoare mică (22Ω) din colector împiedică apariția oscilațiilor parazite. Semnalul de ieșire poate fi luat fie dintr-un capăt al rezistenței R_2 fie dintr-un capăt al rezistenței R_3 . Bobina L_1 se realizează pe o carcasă cu diametrul de 25,4 mm, cu conductor cupru-mătase de 0,2 mm diametru. Se bobinează 17 spire cu pas astfel încît lungimea totală a înfășurării să aibă 27 mm.

În fig. 5.38 este prezentat un oscilator Colpitts de putere în montaj bază comună. Acest oscilator furnizează o putere de 500 mW pe

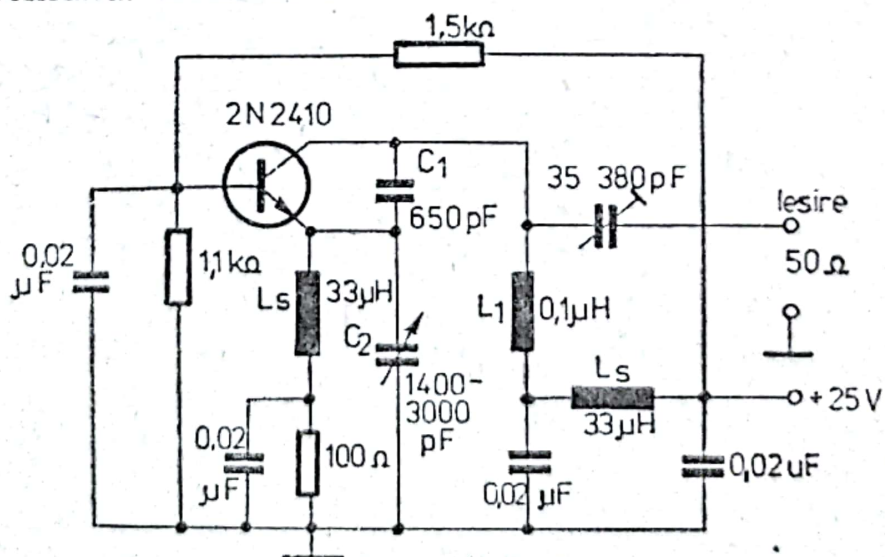
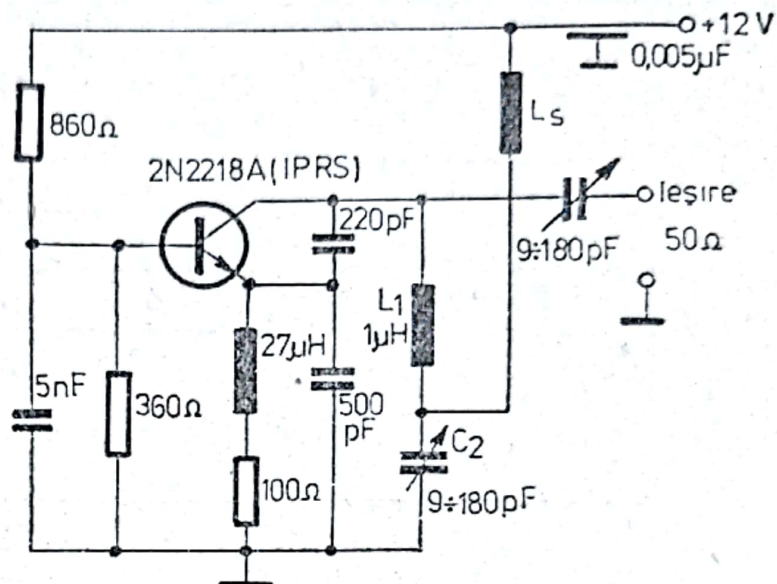


Fig. 5.38. Schema unui oscilator Colpitts de putere.

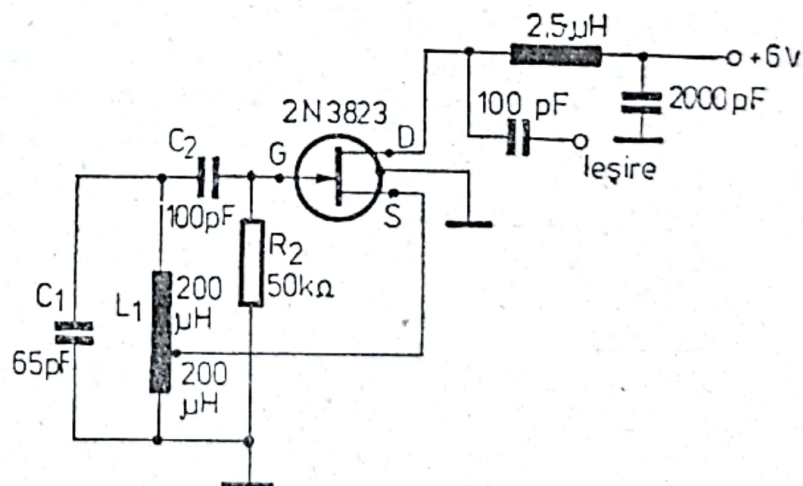
o impedanță de sarcină de $50\ \Omega$, puterea disipată fiind de 750 mW. Circuitul oscilant este format din bobina L_1 de $0,1\ \mu\text{H}$ și condensatoarele C_1 și C_2 de 650 și $1\ 400\text{--}3\ 000\ \text{pF}$. Frecvența de oscilație este de 20 MHz.

Fig. 5.39. Schema unui oscilator Clapp de putere.



Un oscilator Clapp de putere în montaj bază comună este arătat în fig. 5.39. Frecvența de oscilație este de 24 MHz, oscilatorul furnizând o putere de 300 mW pe o impedanță de sarcină de $50\ \Omega$. Ran-

Fig. 5.40. Schema unui oscilator Hartley cu tranzistor cu efect de câmp.



damentul oscilatorului este de 35%. Circuitul oscilant este format din bobina L_1 de $1\ \mu\text{H}$ și condensatorul trimer C_2 de $9\text{--}180\ \text{pF}$.

În fig. 5.40 este prezentat un oscilator Hartley cu tranzistor cu efect de câmp. Circuitul oscilant este format din bobina L_1 de $400\ \mu\text{H}$ cu priză mediană și condensatorul C_1 de 65 pF, frecvența de oscilație

fiind de aproximativ 1 MHz. Tensiunea de ieșire poate fi luată fie de pe bobina L_1 și este aproximativ egală cu 1 V fie din drenă și este egală cu 2,5 V. Negativarea automată a tranzistorului cu efect de câmp se realizează prin grupul R_2C_2 . Oscilatorul consumă de la sursa de alimentare de 6 V un curent de 5,3 mA.

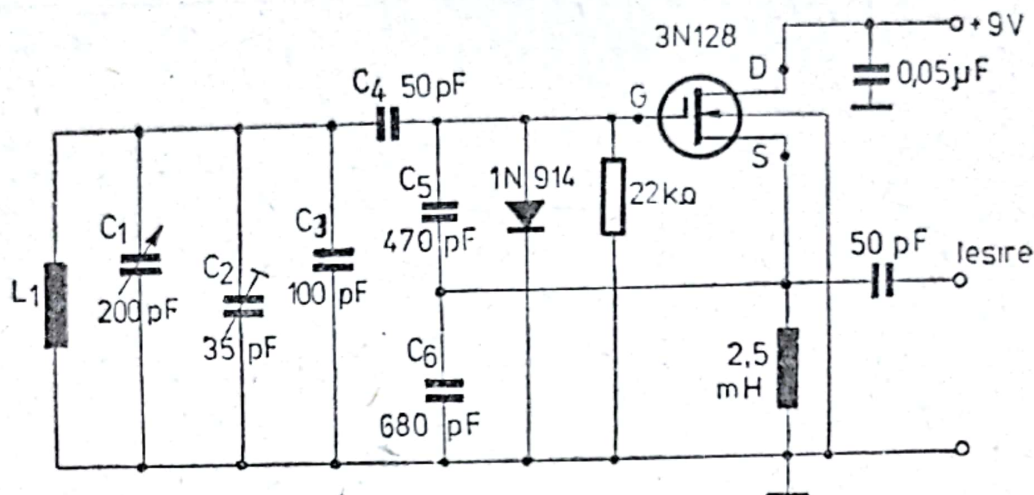


Fig. 5.41. Schema unui oscilator Colpitts modificat, cu tranzistor MOSFET.

Un oscilator Colpitts modificat, cu tranzistor MOSFET este arătat în fig. 5.41. Circuitul oscilant este format din bobina L_1 și condensatoarele C_1 , C_2 , C_3 . Frecvența de oscilație este reglabilă în limitele 3,5—4 MHz cu ajutorul condensatorului variabil C_1 . Datele constructive ale bobinei L_1 sînt identice cu cele de la oscilatorul Colpitts din fig. 5.37. Se constată de asemenea că pentru micșorarea efectului variațiilor capacităților tranzistorului, este utilizat divizorul de tensiune C_4 , C_5 , C_6 . Dioda 1N914 este utilizată pentru a asigura o valoare fixă a polarizării grilei, îmbunătățind astfel stabilitatea frecvenței de oscilație. Utilizarea unor condensatoare cu mică argintată în circuitul oscilant asigură o bună stabilitate a frecvenței cu temperatura. Devierea frecvenței este mai mică de 30 Hz în două ore, după ce au trecut 30 s de la punerea în funcțiune.

În fig. 5.42 este arătată schema unui oscilator Colpitts cu tranzistor cu efect de câmp, cu stabilizare a tensiunii de ieșire la variațiile impedanței de sarcină.

Tensiunea alternativă dintre drenă și sursa tranzistorului cu efect de câmp T_1 este limitată de rezistența variabilă a tranzistorului T_2 . Oscilațiile apar cînd tensiunea drenă-sursă ajunge egală cu 6 V. Panta tranzistorului T_1 , $g_m=5$ mmhos. Tensiunea de radiofrecvență este redresată cu ajutorul diodei D_1 , filtrată cu C_1 și P și tensiunea continuă rezultată este aplicată cu ajutorul potențiometrului

P pe grila tranzistorului T_2 . Orice variație a impedanței de sarcină va avea ca efect o variație a rezistenței în curent continuu a tranzistorului T_2 care va modifica în mod corespunzător tensiunea de alimentare de drenă a tranzistorului T_1 . Amplitudinea tensiunii de ieșire poate fi fixată cu ajutorul potențiometrului P la 5 V în sar-

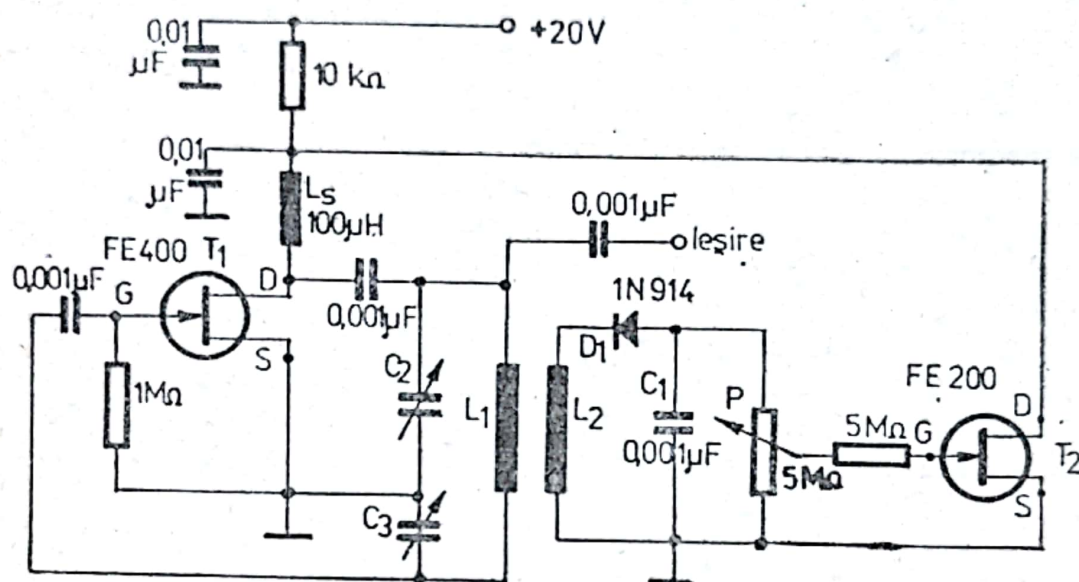


Fig. 5.42. Schema unui oscilator Colpitts cu tranzistor cu efect de câmp, cu stabilizare a tensiunii de ieșire.

cină sau 7,5 V în gol. Frecvența de oscilație poate să ajungă la 200—300 MHz în funcție de valorile bobinei L_1 și condensatorilor C_2 și C_3 .

Un oscilator Colpitts cu tranzistor MOSFET, cu stabilizarea tensiunii de ieșire la variațiile impedanței de sarcină și ale tensiunii de alimentare este prezentat în fig. 5.43. O parte din tensiunea de ie-

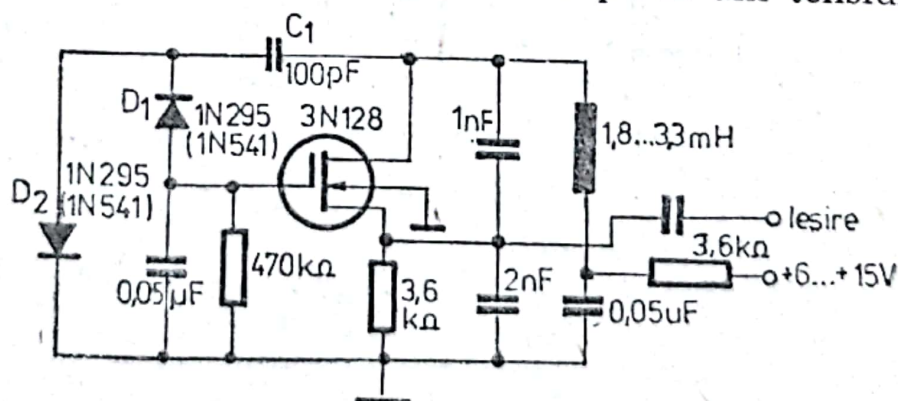


Fig. 5.43. Schema unui oscilator Colpitts cu tranzistor MOSFET, cu stabilizarea tensiunii de ieșire.

șire este aplicată prin condensatorul C_1 diodelor D_1, D_2 , iar tensiunea redresată de acestea produce o negativare suplimentară a grilei tranzistorului MOSFET. Orice variație a tensiunii de ieșire va da naștere la o variație a acestei negativări suplimentare, care va ac-

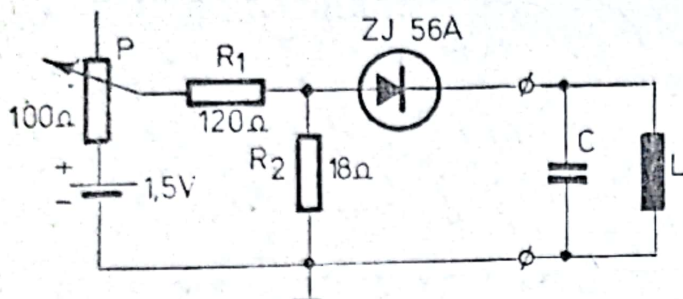


Fig. 5.44. Schema unui oscilator cu diodă tunel.

ționa astfel încât să restabilească situația inițială. Frecvența de oscilație este în jurul a 100 KHz.

În fig. 5.44 este reprezentat un oscilator cu diodă tunel. Dioda este alimentată prin divizorul de tensiune P, R_1, R_2 , iar cu ajutorul potențiometrului P se fixează punctul de funcționare al diodei tunel. În tabelul 5.1 sînt date valorile necesare ale bobinei L și ale condensatorului C pentru diferite frecvențe de oscilație.

Tabel 5.1

f	L	C
400 Hz	1 H	0,15 μ F
5 kHz	100mH	0,1 μ F
1MHz	40 μ H	470 pF
10 MHz	1 μ H	200 pF

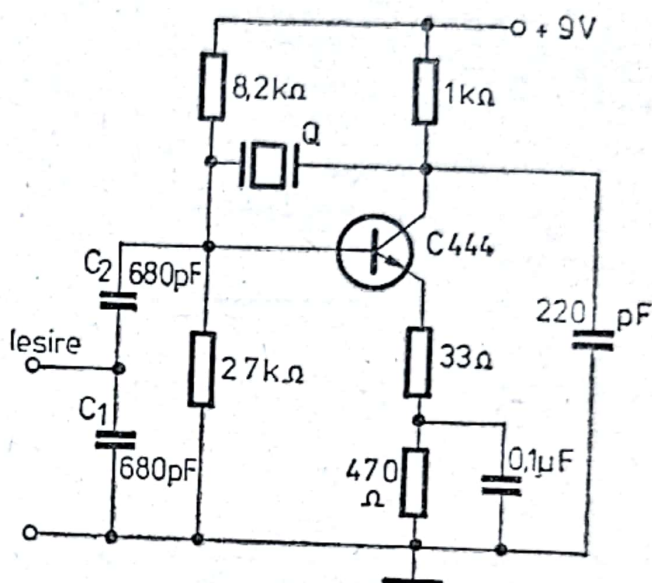
Prin utilizarea unui condensator variabil C se poate obține un oscilator de frecvență variabilă.

Un oscilator Pierce cu cristal de cuarț este prezentat în fig. 5.45. Frecvența de oscilație este de 10 MHz, cristalul lucrînd pe frecvența de rezonanță serie la care prezintă o rezistență $R_q=20 \Omega$. Impedanța de sarcină este conectată la oscilator prin divizorul capacitiv C_1, C_2 . Pe o impedanță de 50Ω se obține o amplitudine de 0,5 V a semnalului de ieșire. Stabilitatea frecvenței la o variație de $\pm 20\%$ a ten-

siunii de alimentare este de $1 \cdot 10^{-6}$. Oscilatorul consumă de la sursa de 9 V un curent de 4,5 mA.

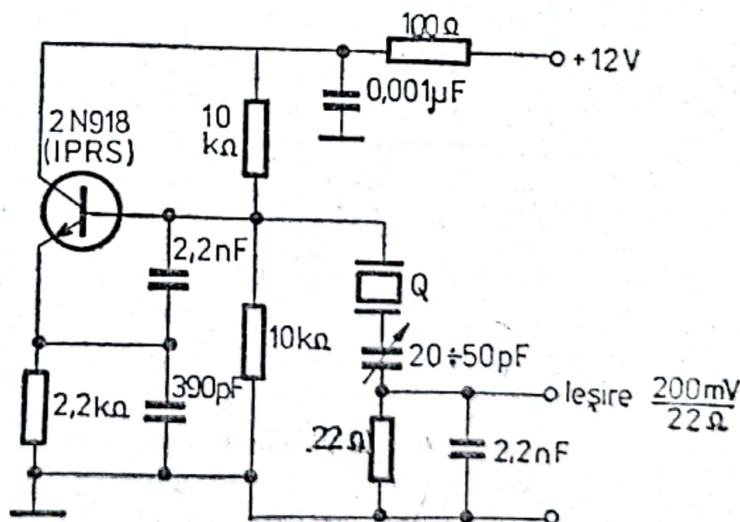
Un oscilator Clapp cu cristal de cuarț este arătat în fig. 5.46. Frecvența de oscilație este de 4 MHz. În general oscilatoarele cu cristal de cuarț au un zgomot destul de mare. În circuitul din fig.

Fig. 5.45. Schema unui oscilator Pierce cu cristal de cuarț.



5.46 cristalul acționează și ca un filtru trece-jos limitind astfel la 100 Hz lărgimea benzii de trecere a zgomotului și suprimind armonicele cuarțului (o atenuare de 60 db pentru armonica treia). Oscilatorul

Fig. 5.46. Schema unui oscilator Clapp cu cristal de cuarț.



latorul furnizează la ieșire o tensiune de 0,2 V pe o impedanță de sarcină de 22 Ω.

În fig. 5.47 este prezentat un oscilator cu cuarț „overtone“. Oscilatorul este de tip Colpitts, frecvența de oscilație fiind de 24 MHz.

Acest oscilator funcționează bine și cu cristale care necesită o energie de excitație mare, el putînd lucra fie pe o frecvență „overtone” fie pe fundamentală. Circuitul oscilant din colector format din bobina L și condensatoarele C_1 și C_2 este acordat pe frecvența de rezonanță a cristalului. Cristalul prezintă la frecvența de rezonanță serie o rezistență foarte mică.

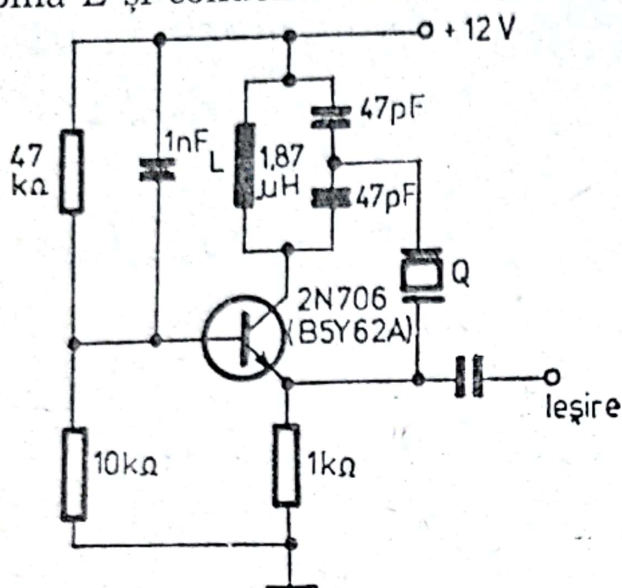


Fig. 5.47. Schema unui oscilator cu cuarț „overtone”.

Un oscilator Colpitts cu cristal de cuarț este arătat în fig. 5.48. Frecvența de oscilație este de 100 KHz. Cristalul lucrează pe

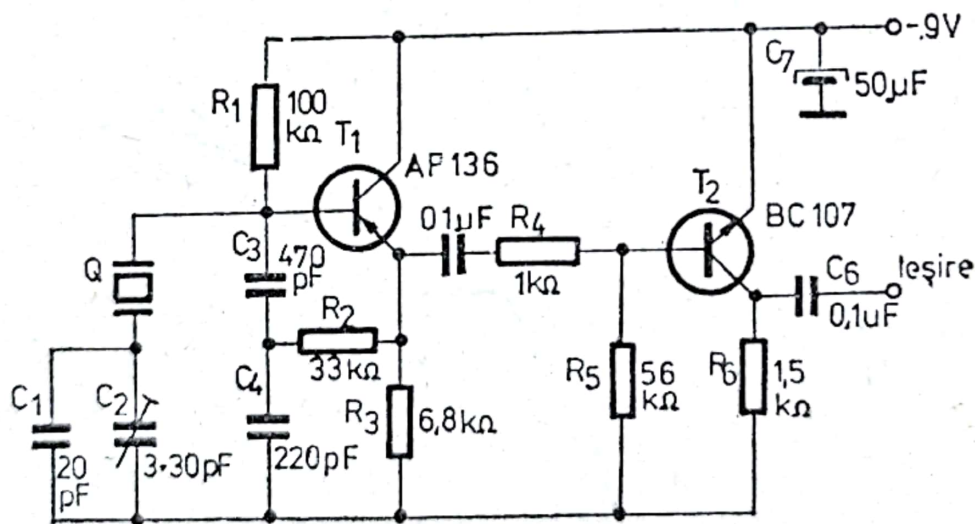


Fig. 5.48. Schema unui oscilator Colpitts cu cristal de cuarț.

frecvența derivație și condensatorul trimer C_2 conectat în serie cu acesta permite reglajul exact pe frecvența de 100 KHz. Condensatorul C_1 servește la compensarea termică. Condensatoarele C_3 și C_4 formează divizorul de tensiune capacitiv care determină gradul

de reacție, punctul de amorsare a oscilațiilor fiind determinat de valoarea rezistenței R_2 . Punctul de funcționare al tranzistorului T_1 este fixat de rezistențele R_1 și R_3 . Semnalul de la ieșirea oscilatorului este aplicat pe baza tranzistorului T_2 , care are o amplificare

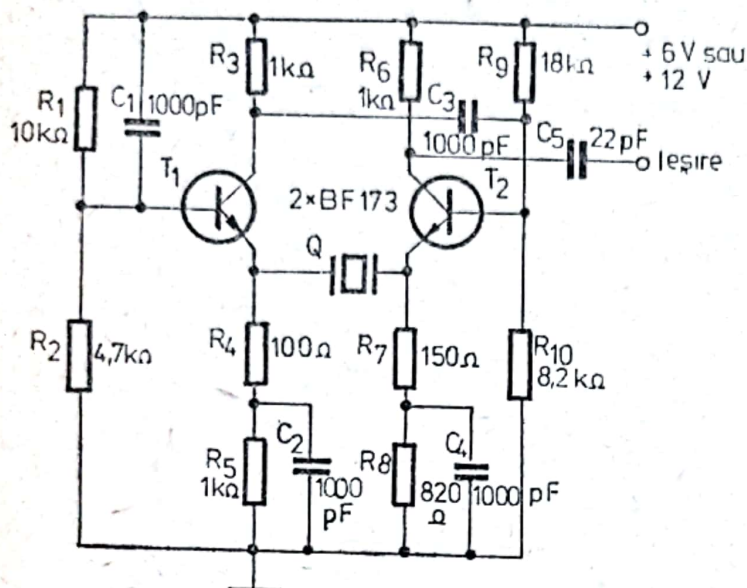


Fig. 5.49. Schema unui oscilator cu cuplaj în emitor prin cristal de cuarț.

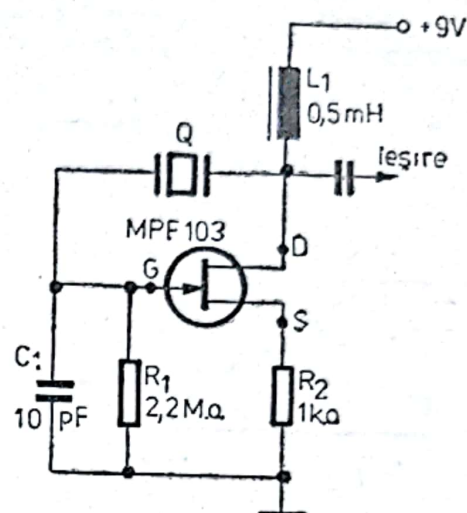


Fig. 5.50. Schema unui oscilator Pierce cu cristal de cuarț cu tranzistor cu efect de câmp.

mare. Pentru a evita orice tendință de instabilitate s-a intercalat în serie cu baza lui T_2 rezistența R_4 . Punctul de funcționare al lui T_2 , fixat de rezistențele R_5 și R_6 , este ales astfel încât tranzistorul să fie saturat de către semnalul aplicat pe baza lui. La ieșire se obține un semnal dreptunghiular foarte bogat în armonici. Condensatorul C_7 micșorează rezistența internă a sursei de alimentare. Oscilatorul poate fi utilizat pentru controlul etalonării radioreceptoarelor pe unde lungi, medii, scurte și ultrascurte pînă la frecvențe de ordinul a 150 MHz.

În fig. 5.49 este arătat un oscilator cu cuplaj în emitor prin cristal de cuarț. Cristalul este conectat între emitoarele tranzistoarelor T_1 și T_2 . Tranzistorul T_1 lucrează în montaj bază comună, iar condensatorul C_1 trebuie să aibă o inductanță proprie foarte mică. Punctele de funcționare ale tranzistoarelor T_1 și T_2 se reglează cu divizoarele de tensiune R_1 , R_2 și R_9 , R_{10} astfel încât curenții de colector să fie de 3,5—4 mA. Pentru tensiunea de alimentare de 6 V se obține un semnal de ieșire aproximativ 1 V, iar pentru 12 V se obține un semnal de 2 V. Frecvența de oscilație este de 4 MHz.

Un oscilator Pierce cu cristal de cuarț cu tranzistor cu efect de câmp este reprezentat în fig. 5.50. Frecvența de oscilație este de

1 MHz. Acest oscilator poate funcționa cu un cristal care necesită o energie de excitație foarte mică pentru a vibra. La ieșire se obține o undă cu distorsiuni foarte mici datorită reacției negative introduse de rezistența R_2 . Inductanța L_1 trebuie să fie de înaltă calitate.

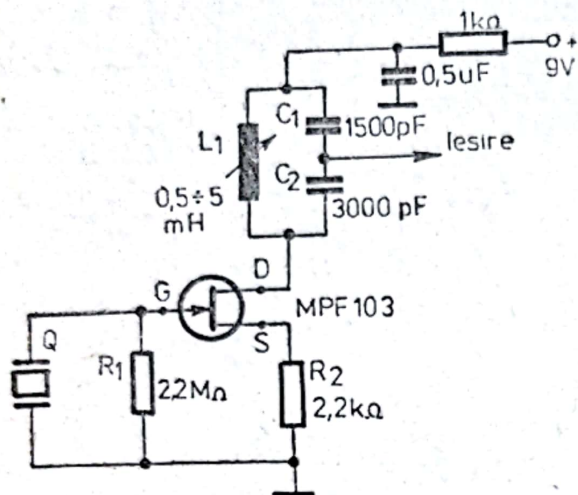


Fig. 5.51. Schema unui oscilator Miller cu cristal de cuarț cu tranzistor cu efect de câmp cu ieșirea prin cuplaj capacitiv.

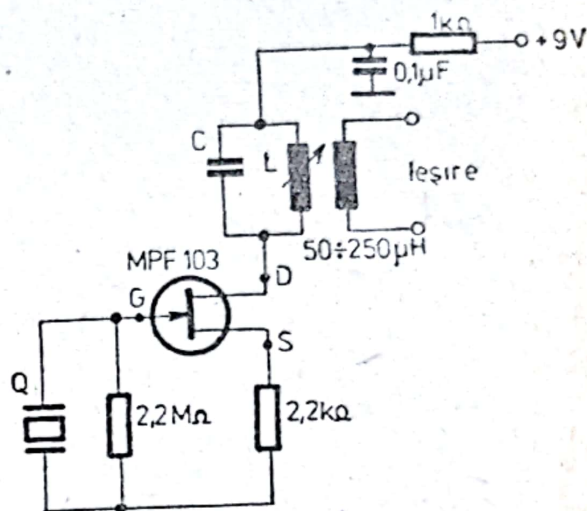


Fig. 5.52. Schema unui oscilator Miller cu cristal de cuarț cu tranzistor cu efect de câmp cu ieșirea prin cuplaj inductiv.

Condensatorul C_1 are rolul de a împiedica apariția oscilațiilor parazite. La apariția oscilațiilor parazite curentul de drenă crește de la 30 μA, când oscilatorul oscilează corect, la peste 500 μA.

În fig. 5.51 este arătat un oscilator Miller cu cristal de cuarț cu tranzistor cu efect de câmp, cu ieșirea prin divizor capacitiv. Circuitul oscilant L_1 , C_1 , C_2 este acordat pe o frecvență puțin mai ridicată decât frecvența de rezonanță de 100 KHz a cristalului de cuarț. În acest caz curentul de drenă este minim și este egal cu 150 μA, oscilatorul fiind cu ieșirea în gol.

Un oscilator Miller cu cristal de cuarț cu tranzistor cu efect de câmp, cu ieșirea prin cuplaj inductiv este prezentat în fig. 5.52. Frecvența de oscilație este de 1 MHz.

În fig. 5.53 este ilustrat un oscilator Miller cu cristal de cuarț cu tranzistor cu efect de câmp în montaj drenă comună și cu ieșirea prin divizor capacitiv. Frecvența de oscilație este de 100 KHz. Circuitul oscilant este montat acum în circuitul de impedanță mică al sursei și astfel devine mai puțin sensibil la cîmpuri și capacități parazite. Acest circuit este acordat pe o frecvență ceva mai joasă decât frecvența cristalului. Acordul optim se obține la un curent de drenă minim.

Un oscilator Miller cu cristal de cuarț cu tranzistor cu efect de câmp în montaj drenă comună și cu ieșirea prin cuplaj inductiv este arătat în fig. 5.54. Frecvența de oscilație este de 1 MHz.

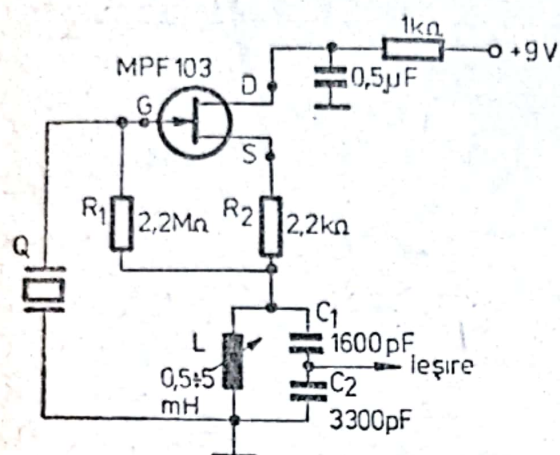


Fig. 5.53. Schema unui oscilator Miller cu cristal de cuarț cu tranzistor cu efect de câmp în montaj drenă comună și cu ieșirea prin divizor capacitiv.

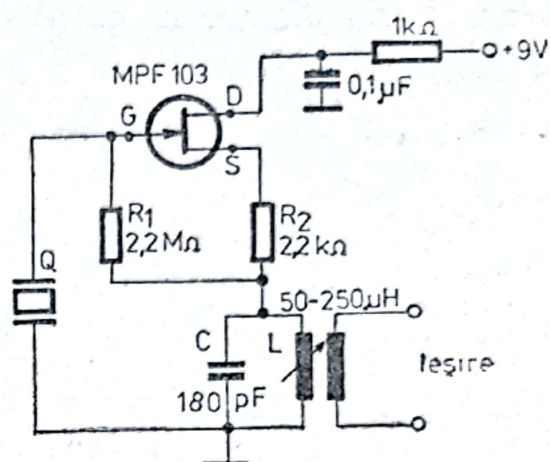


Fig. 5.54. Schema unui oscilator Miller cu cristal de cuarț cu tranzistor cu efect de câmp în montaj drenă comună și cu ieșirea prin cuplaj inductiv.

Un oscilator cu cristal de cuarț cu diodă tunel este prezentat în fig. 5.55. Cristalul lucrează pe o frecvență „overtone” de 47,100 MHz, având rezistența R_q de minimum 25Ω și o toleranță de 0,005%. Frecvența oscilatorului se află în limitele toleranței cristalului pentru

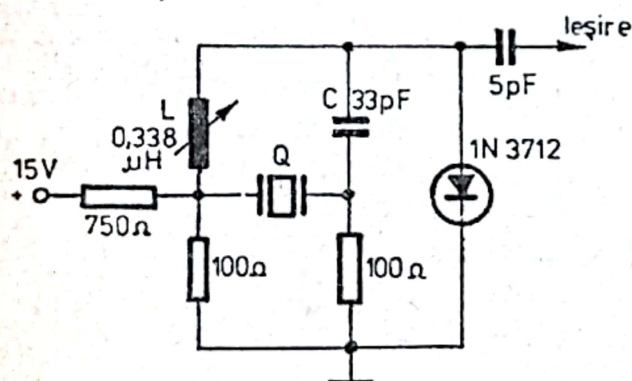


Fig. 5.55. Schema unui oscilator cu cristal de cuarț cu diodă tunel.

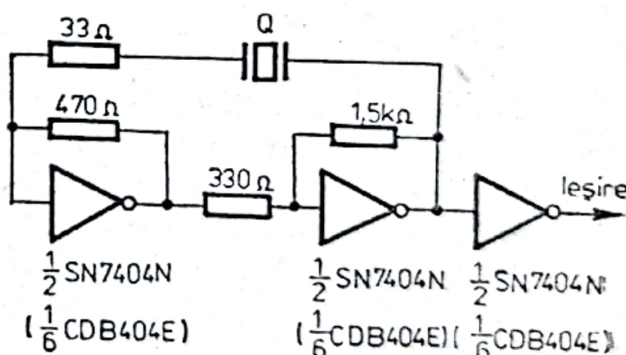


Fig. 5.56. Schema unui oscilator cu cristal de cuarț cu circuite inversoare SN7404N (CDB404E).

un domeniu de temperaturi cuprins între -55°C și $+85^{\circ}\text{C}$ și un domeniu de polarizări între 110 și 150 mV. Puterea maximă de ieșire este de $30\mu\text{W}$.

În fig. 5.56 este arătat un oscilator cu cristal de cuarț cu circuite integrate inversoare SN 7404 N sau CDB 404 E fabricat de IPRS

Băneasa. Frecvența de oscilație este de 4 MHz. Semnalul furnizat la ieșire este dreptunghiular avînd astfel un conținut bogat de armonici. Oscilatorul este realizat cu două porți inversoare „linearizate” cu rezistențe. A treia poartă este utilizată ca etaj separator.

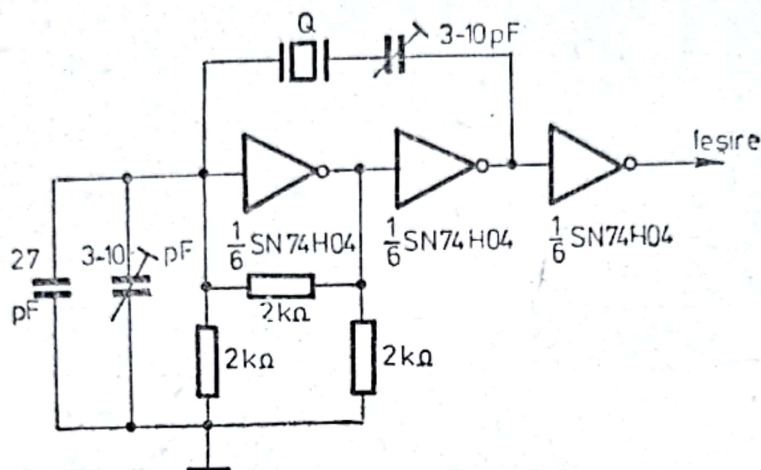


Fig. 5.57. Schema unui oscilator cu cristal de cuarț cu circuite inversoare SN74H04.

Montajul utilizează rezonanța serie a cristalului și dă la ieșire un semnal compatibil TTL.

Un oscilator cu cristal de cuarț cu circuite inversoare rapide SN 74H04 la care frecvența de oscilație este de 10 MHz este prezentat în fig. 5.57.

În fig. 5.58 este arătat un generator cu cristal de cuarț, care lucrează între limitele largi ale tensiunii de alimentare. Oscilatorul este realizat cu tranzistorul MOSFET 40468A și lucrează în montaj Pierce. Valoarea condensatorului de sarcină C_s depinde de tipul cristalului. Variația frecvenței la schimbarea tensiunii de alimentare este foarte mică datorită rezistențelor de valori mari R_1 și R_2 din sursele celor două tranzistoare și datorită valorilor mari ale capacităților C_1 și C_2 . De exemplu, dacă tensiunea de alimentare variază de la 3 la 9 V frecvența de 1 MHz de la ieșire are o variație mai mică de 1 Hz. Deoarece întreg circuitul este foarte stabil, stabilitatea oscilatorului depinde în principal de calitatea cristalului. În punctul A se obține o amplitudine a semnalului de 1,25 V, iar la ieșire o amplitudine de 1 V. Cu ajutorul unui trigger Schmitt 7413 (CDB 413E fabricat de IPRS Băneasa) se pot obține semnale dreptunghiulare pentru comanda unor circuite integrate TTL. Rezistența de 2,2 KΩ polarizează triggerul Schmitt în partea interioară a caracteristicii sale de histerezis, fără a încărca prea mult ieșirea oscilatorului.

Condensatoarele C_1 , C_2 , C_3 și C_s sînt cu mică argintată, iar C_4 și C_5 sînt de tip disc ceramice. Dacă cristalul este termostatat se poate obține o stabilitate de 10^{-8} pe zi.

Un emițător cu cristal de cuarț cu diodă tunel este prezentat în fig. 5.59. Frecvența de lucru a emițătorului este egală cu frecvența

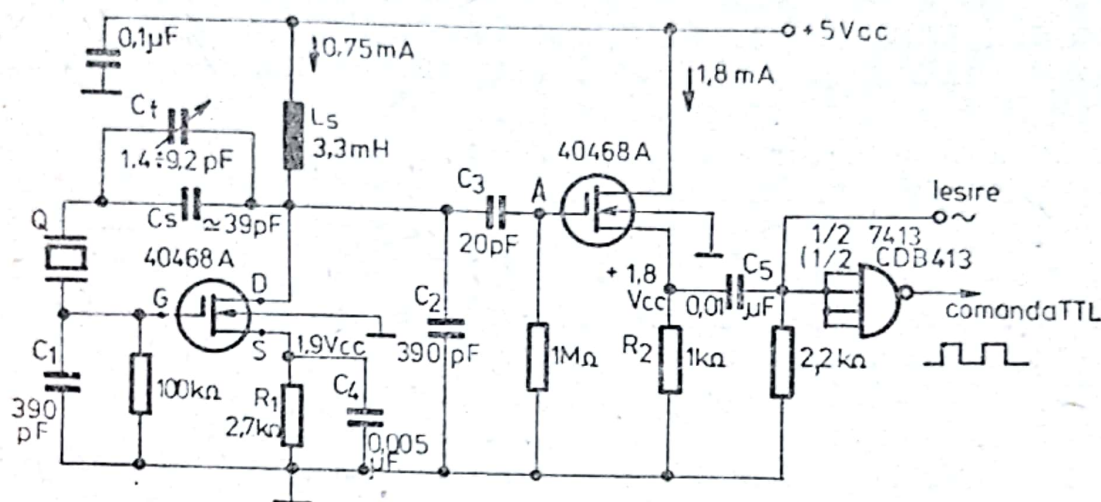


Fig. 5.58. Schema unui generator cu cristal de cuarț, care lucrează între limite largi ale tensiunii de alimentare.

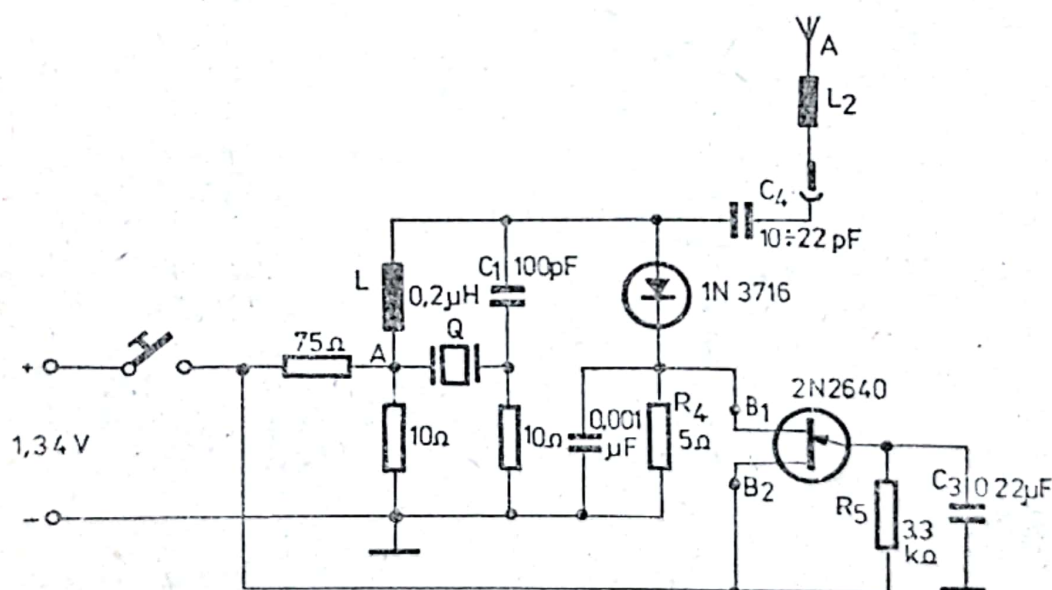


Fig. 5.59. Schema unui emițător cu cristal de cuarț cu diodă tunel.

serie a cristalului de cuarț și este de 27,255 MHz. Bobina L_1 este realizată pe o carcasă cu diametrul de 9,5 mm pe care se înfășoară 6 spire distanțate între ele cu aproximativ 0,8 mm astfel încît lungimea bobinei este de 12,7 mm. Tensiunea de polarizare a diodei tunel

măsurată în punctul A este de 0,13 V, iar curentul de polarizare este de 2,5 mA. Semnalul de radiofrecvență este modulată cu o tensiune de 1,3 KHz furnizată de oscilatorul de relaxare realizat cu tranzistorul unijonctiune 2N2840. Frecvența acestuia este funcție de constanta de timp C_3R_5 și caracteristicile unijonctiunii. Rezistența R_4 determină gradul de modulație. În fig. 5.60 este reprezentată antena emițătorului. Bobina L_2 are 50 spire și este realizată pe o carcasă din teflon sau polistiren. Diametrul carcasei este de 12,7 mm, iar lungimea bobinei aproximativ 32 mm. Bobina este ajustată pentru frecvența de 27 MHz cu ajutorul unui frecvențmetru cu absorbție (grid-dip meter). Puterea în antenă este de câțiva μW , raza de acțiune fiind de aproximativ 70 m. Emițătorul este alimentat de la o celulă cu mercur de 1,34 V și consumă circa 12,5 mA.

În fig. 5.61 este ilustrat un standard secundar de frecvență. Acesta este format dintr-un oscilator realizat cu două porți SI-NU (NAND) de tipul 7400 (CDB 400 E). Cu ajutorul trimerului C_1 se ajustează frecvența cuarțului. Între oscilator și divizorul de frecvență s-a intercalat ca separator o poartă SI-NU. Semnalul de 1 MHz

dat de oscilator este divizat la 500 KHz, 100 KHz, 50 KHz și 10 KHz cu ajutorul a două numărătoare zecimale integrate de tipul 7490 (CDB 490E). La ieșirea standardului se utilizează ca separator o poartă SI-NU.

Un frecvențmetru cu absorbție (grid-dip meter) realizat cu tranzistorul $\Pi 403$ este arătat în fig. 5.62. Frecvențmetrul este compus dintr-un oscilator Colpitts și un voltmetru electronic. Circuitul de acord al oscilatorului este format din bobinele L_1 și L_2 conectate în serie și condensatorul variabil C_5 . Circuitul de reacție este format din condensatorul C_2 și capacitatea emitor-bază a tranzistorului. Domeniul de frecvențe al oscilatorului este acoperit în șase game: $5,8 \div 9$ MHz, $7,2 \div 11$ MHz, $10 \div 16,5$ MHz, $16 \div 27$ MHz, $26 \div 41$ MHz, $37 \div 59$ MHz prin scurtcircuitarea cu comutatorul K a unor porțiuni din bobina L_2 . În gama cea mai înaltă de frecvență, în circuit rămâne numai bobina L_1 formată dintr-o singură spirală cu conductor de $1,2 \div 1,5$ mm diametru și ale cărei dimensiuni sînt arătate în fig. 5.62.

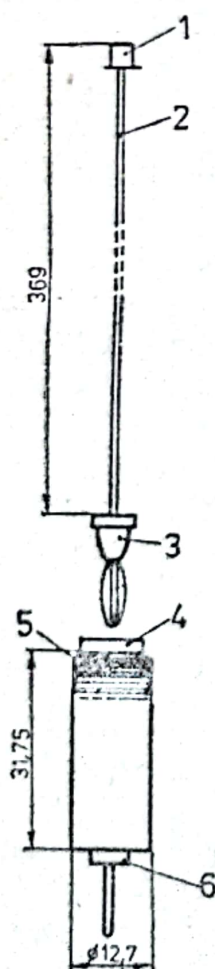


Fig. 5.60. Antena emițătorului:

1 — căpăcel de protecție, 2 — coardă de pian de 1,3 mm diametru și 369 mm lungime, 3 — banană, 4 — bușe pentru banană, 5 — bobina L_2 , 6 — banană.

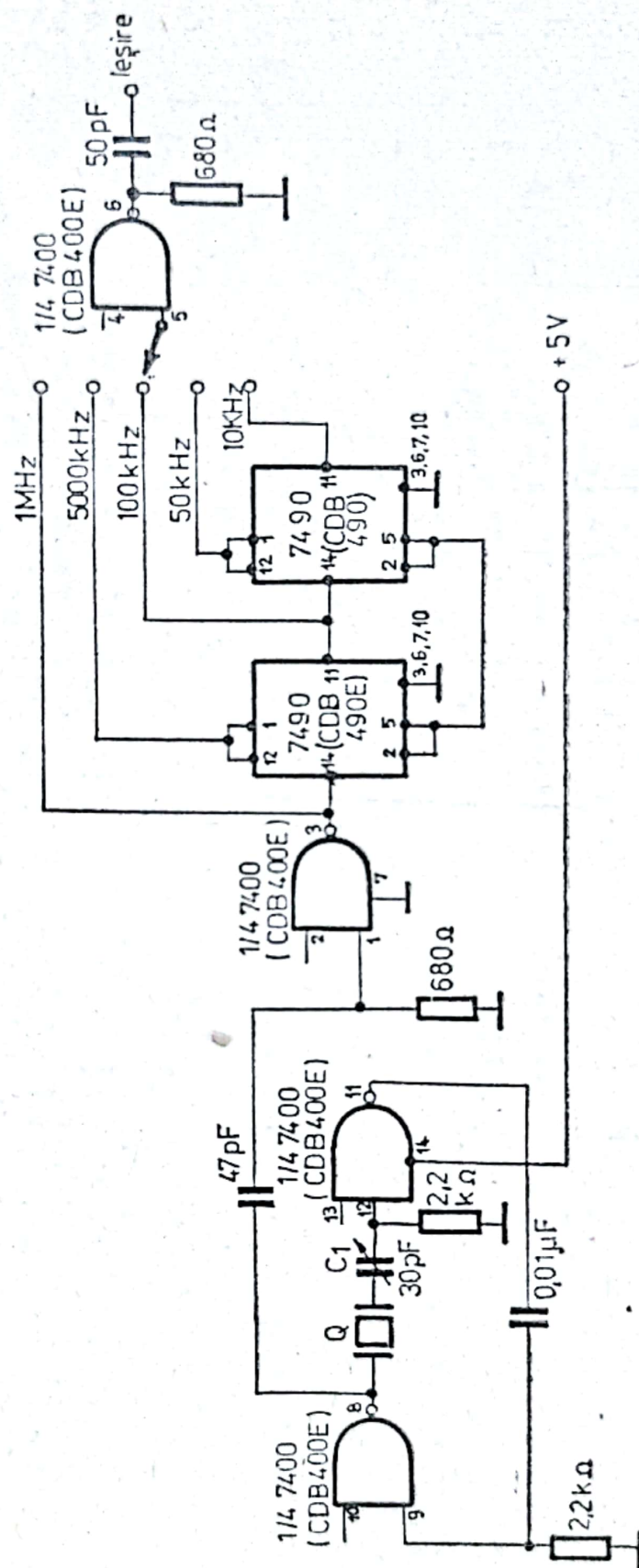


Fig. 5.61. Schema unui standard secundar de frecvență cu un cristal de cuarț de 1 MHz.

Bobina L_2 se realizează pe o carcasă din polistiren de 19 mm diametru, cu un conductor de cupru-email de 0,6 mm diametru, bobinat cu un pas de 0,85 mm. Numărul total de spire este egal cu 37 avînd prize la 15, 23, 29, și 33 de spire luate față de capătul bobinei

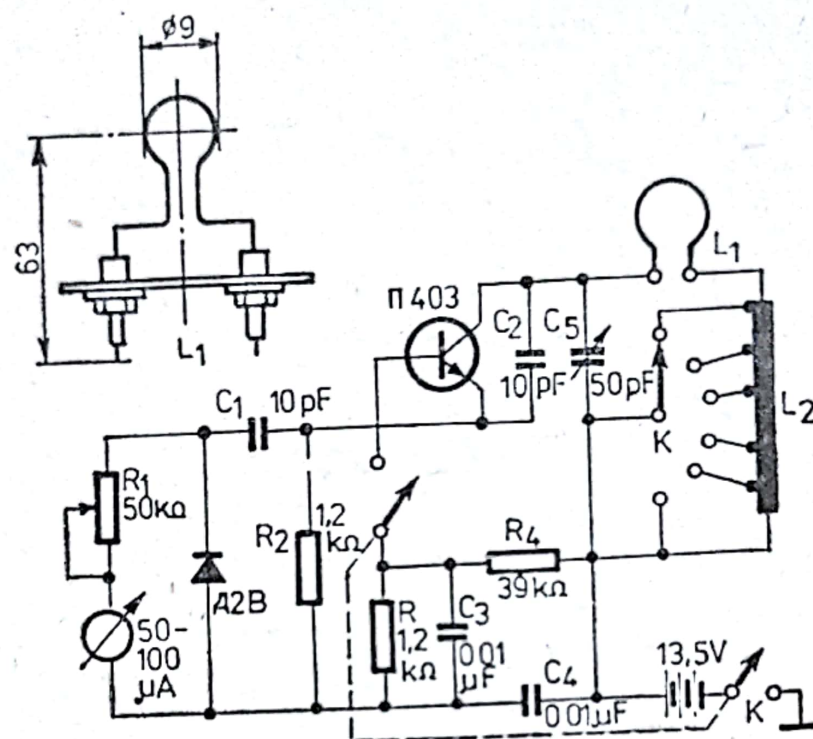


Fig. 5.62. Schema unui frecvențmetru cu absorbție realizat cu tranzistorul $\pi 403$.

care este conectat la rezistența R_4 . Absorbția la rezonanță se manifestă prin scăderea indicației instrumentului voltmetrului electronic.

În fig. 5.63 este arătat un frecvențmetru cu absorbție realizat cu un tranzistor MOSFET. Oscilatorul realizat cu tranzistorul 3N128 acoperă domeniul de frecvențe 1,8 la 150 MHz cu ajutorul a opt bobine. Voltmetrul electronic realizat cu dioda 1N34 A (EFD 108) este conectat la sursa tranzistorului. Bobinele sînt realizate pe carcase de 25 mm diametru și sînt prevăzute și cu condensatoarele C_2 și C_3 și rezistența R_2 . Caracteristicile bobinelor sînt următoarele: 1,7 la 3 MHz, 115 spire, cu conductor cupru-email de 0,25 mm diametru, bobinate fără pas, $C_2=22$ pF, $C_3=50$ pF (mică), $R_2=3,3$ K Ω ; 3 la 5 MHz, 60 spire, cu conductor cupru-email de 0,45 mm diametru, bobinate fără pas, $C_2=22$ pF, $R_2=3,3$ K Ω ; 4,5 la 7,4 MHz, 40 spire, cu conductor cupru-email de 0,45 mm bobinate fără pas, $C_2=18$ pF, $R_2=2,7$ K Ω ; 6,3 la 11 MHz, 28 spire, cu conductor cupru-email de 0,8 mm diametru, bobinate fără pas, $C_2=10$ pF, $R_2=1,5$ K Ω ; 11 la 25 MHz, 10 spire, cu conductor cupru-email de 0,8 mm diametru,

bobinate fără pas, $C_2=10$ pF, $R_2=1,5$ K Ω ; 19—32 MHz, 6 spire cu conductor cupru-email de 0,8 mm diametru, bobinate fără pas, $C_2=10$ pF, $R_2=1$ K Ω ; 32 la 62 MHz, 4 spire, cu conductor cupru-email de 0,8 mm diametru, bobinate pe o lungime de 25 mm, $C_2=5$ pF,

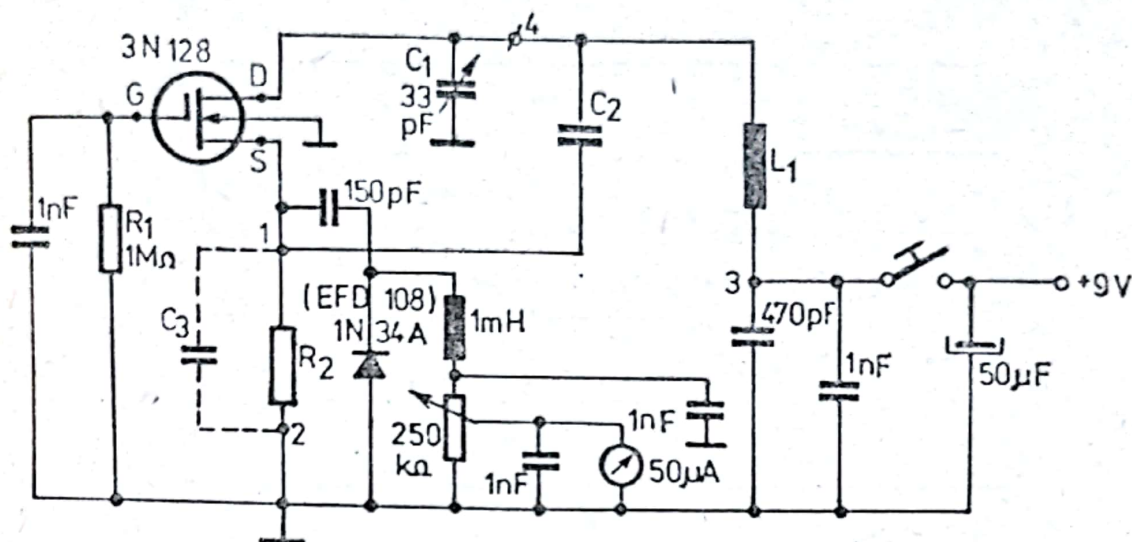


Fig. 5.63. Schema unui frecvențmetru cu absorbție realizat cu un tranzistor MOSFET.

$R_2=1$ K Ω ; 50—150 MHz, un conductor de 2,5 mm diametru și de 116 mm lungime este îndoit în formă de U cu deschiderea de 12 mm, $C_2=5$ pF, $R_2=470$ Ω .

Un detector de proximitate integrat care utilizează un oscilator de radiofrecvență la intrarea lui este prezentat în fig. 5.64. Circuitul

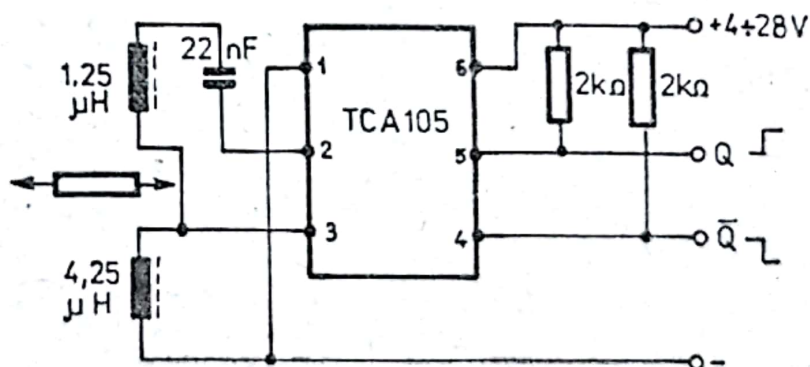


Fig. 5.64. Schema unui detector de proximitate.

ul integrat TCA 105 (Siemens) este format dintr-un etaj de intrare, care împreună cu bobinele de 1,25 μ H și 4,25 μ H formează un oscilator de tip Hartley pe o frecvență cuprinsă între 2 și 3 MHz, un discriminator Schmitt și un stabilizator pentru tensiunea de alimen-

tare. Prin modificarea valorilor inductanțelor bobinelor se pot obține pentru oscilator frecvențe între 1 și 10 MHz. Detectorul are două ieșiri în opoziție de fază care pot debita curenți de 50 mA. La trecerea unei lame de fier printre cele două bobine oscilatorul se des-

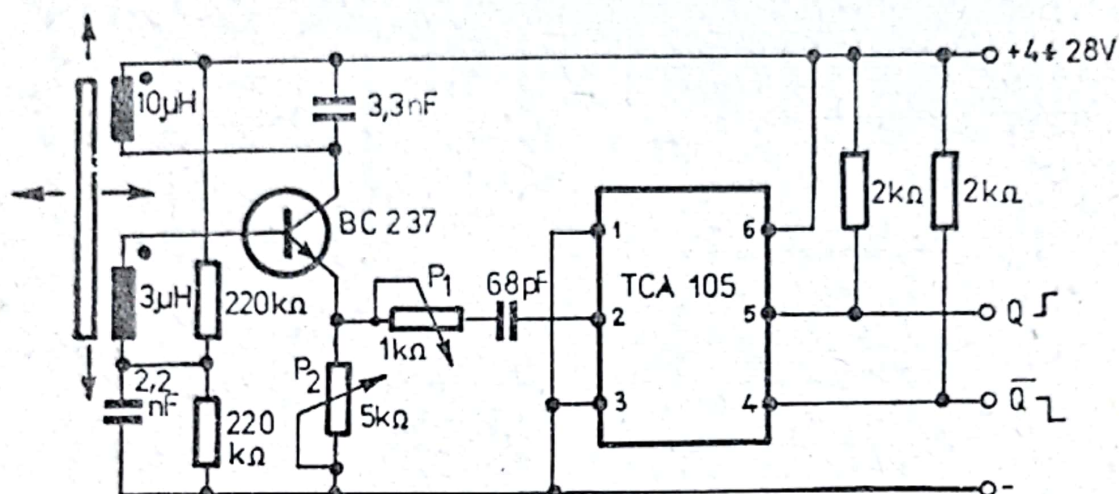


Fig. 5.65. Schema unui detector de proximitate cu sensibilitate mărită.

amorsează și va rezulta câte un impuls la ieșirile Q și $\bar{Q}$. Acest circuit poate fi utilizat ca detector de trecere al unor piese metalice în scopul numărării lor.

În fig. 5.65 este arătat un detector de proximitate cu sensibilitate mărită. Acesta comportă un etaj suplimentar realizat cu tranzistorul BC 237. Acest tranzistor formează împreună cu bobinele de $10 \mu\text{H}$ și $3 \mu\text{H}$ și condensatorul de $3,3 \text{ nF}$ un oscilator cu circuit acordat în colector. Cu ajutorul potențimetrului P_1 se reglează histerezisul de la 0,3 la 1 mm după distanța de detectare aleasă cu ajutorul potențimetrului P_2 între 3 și 10 mm. Acest dispozitiv poate fi utilizat ca întrerupător terminal pentru mașini-unelte.

Un generator care furnizează un semnal sinusoidal de 10,7 MHz este prezentat în fig. 5.66. Acesta este format dintr-un oscilator Colpitts modificat realizat cu tranzistorul cu efect de câmp HEP 802 (T_1) în montaj drenă comună și un etaj separator de ieșire realizat cu repetorul pe sursă T_2 . Frecvența de oscilație poate fi reglată între 10,4 și 11 MHz cu ajutorul condensatorului trimer C_1 (2/10 pF). Condensatoarele C_2 la C_9 sînt condensatoare ceramice. Inductanța de $2 \mu\text{H}$ este realizată prin bobinarea a 15 spire de conductor cupru-email cu diametrul de 0,8 mm pe o carcasă cu diametrul de 10 mm cu miez de ferită. Acest generator poate fi utilizat la reglarea etajelor intermediare din radioreceptoarele cu modulație de frecvență. Pentru aceasta este nece-

sar să se utilizeze un voltmetru electronic cu zero central care să fie conectat la ieșirea discriminatorului de frecvență.

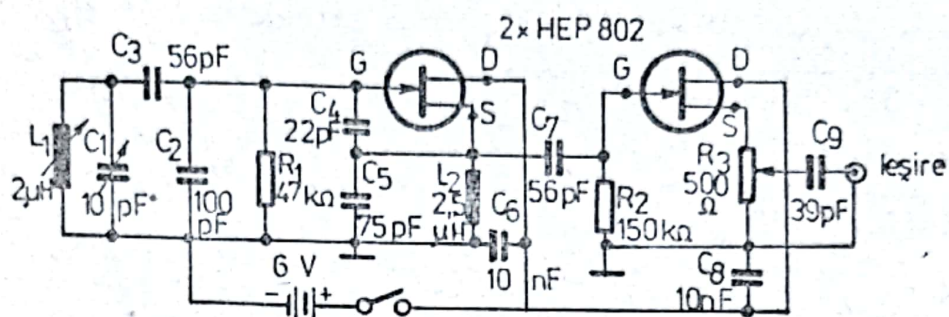


Fig. 5.66. Schema unui generator de semnal sinusoidal de 10,7 MHz.

În fig. 5.67 este arătat un generator de semnal sinusoidal de 455 KHz. Acesta este format dintr-un oscilator realizat cu tranzistorul MOSFET de tip 3N128 și un transformator de medie frecvență utilizat în mod curent în radioreceptoare pentru frecvența de

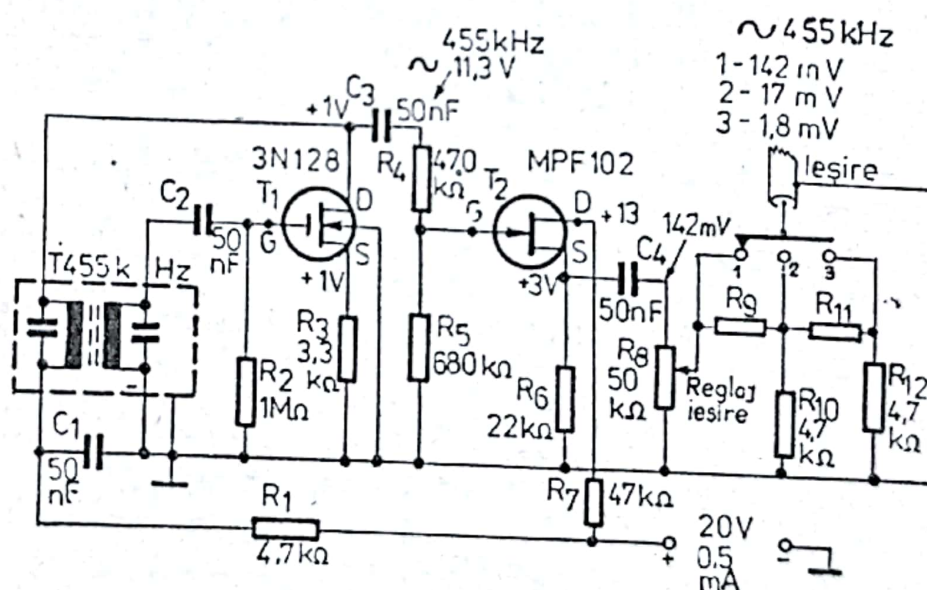


Fig. 5.67. Schema unui generator de semnal sinusoidal de 455 KHz.

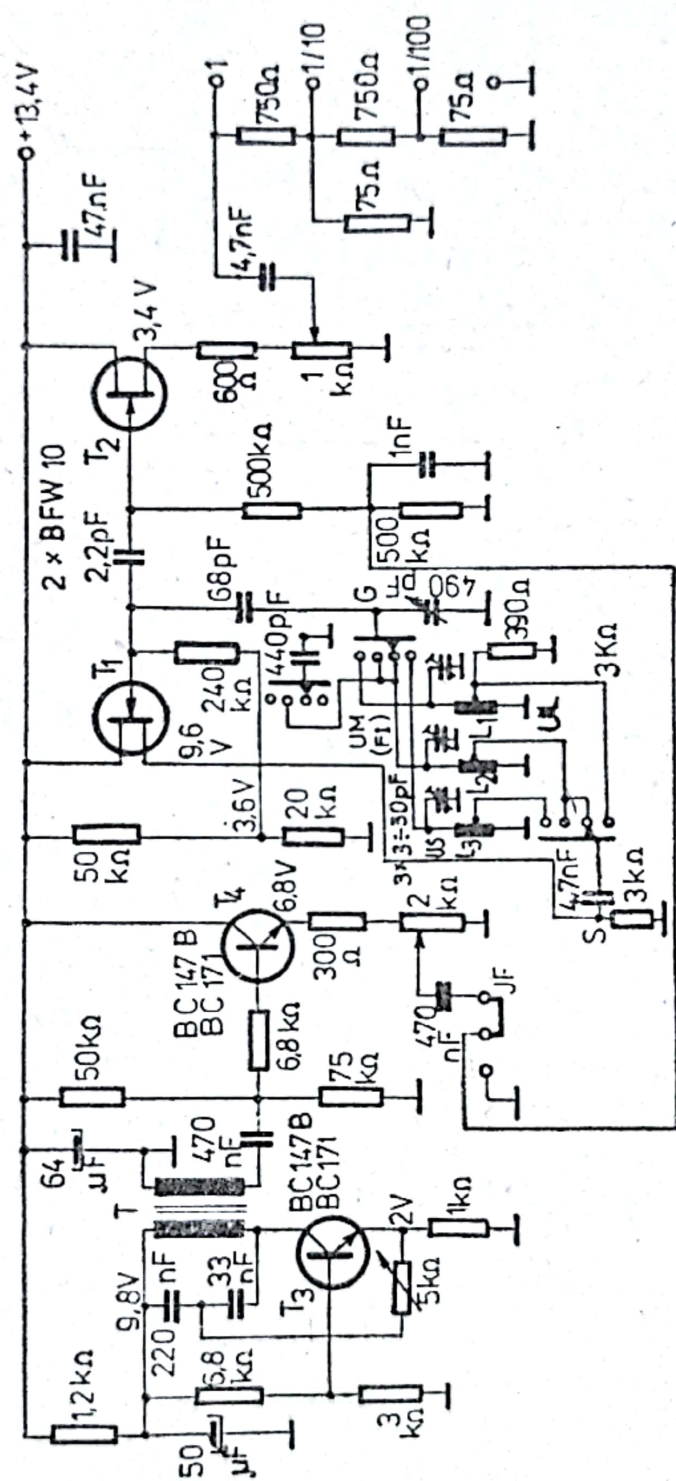
455 KHz și un etaj separator de ieșire realizat cu tranzistorul cu efect de cîmp MPF 102 și un atenuator în trepte care dă 142 mV_{ef}, 17 mV_{ef} și 1,8 mV_{ef}. Reglajul continuu al tensiunii de ieșire se obține cu potențiometrul R₈. Acest generator este util la acordul etajelor de medie frecvență ale unui radioreceptor. Pentru alte frecvențe intermediare se pot utiliza și alte transformatoare de medie

frecvență. Generatorul consumă de la sursa de alimentare un curent de 0,5 mA.

Un generator de radiofrecvență modulată este prezentat în fig. 5.68. Acest generator are următoarele caracteristici: domeniul de frecvențe 150 KHz la 16,5 MHz împărțit în patru game: 150÷450 KHz, 400÷500 KHz, 500÷1 500 KHz, 5,5÷16,5 MHz, tensiunea maximă la ieșire aproximativ 1 V amplitudine, reglată în trepte de 1/1, 1/10 și 1/100 cu ajutorul unui atenuator, gradul de modulație este de 30%. Oscilatorul de radiofrecvență, realizat cu tranzistorul cu efect de câmp BFW 10 (T_1) este un oscilator Hartley în montaj drenă comună. Circuitul oscilant este format din bobinele L_1 , L_2 , L_3 și condensatorul variabil de 490 pF. În gama 400÷500 KHz este utilizată bobina L_2 cu un condensator suplimentar de 440 pF. Bobina L_1 are 405 spire dispuse în trei galeți a câte 135 spire fiecare, cu conductor de 0,15 mm diametru izolat cu două straturi de mătase, cu priză luată la a 40 spiră de la masă, carcasa bobinei avînd diametrul de 10 mm și o lungime de 10 mm; bobina L_2 are 129 spire dispuse în trei galeți a câte 43 spire fiecare, cu conductor de 0,17 mm diametru cupru-email-mătase, cu priză luată la a 13 spiră de la masă, carcasa fiind identică cu cea a bobinei L_1 ; bobina L_3 are 11 spire cu conductor de 0,65 mm diametru cupru-email, cu priză luată la a 3,5 spiră de la masă, carcasa bobinei avînd un diametru de 12 mm și o lungime de 12 mm. Toate bobinele sînt prevăzute cu miezuri de ferită. Separatorul de ieșire este un repetor pe sursă realizat cu tranzistorul BFW 10 (T_2).

Oscilatorul de audiofrecvență este un oscilator Colpitts realizat cu tranzistorul BC 147B. Acesta utilizează un transformator de la oscilatorul blocking al unui televizor. Cu valorile din schemă se obține o frecvență cuprinsă între 500 și 1 000 Hz. Valoarea ei poate fi modificată prin ajustarea valorii condensatorului de 33 nF. Cu ajutorul potențiometrului de 5 K Ω se reglează gradul de reacție al oscilatorului de audiofrecvență pentru a avea un semnal cu distorsiuni minime. Semnalul de modulație este aplicat prin intermediul unui etaj separator, realizat prin repetorul pe emitor T_4 , pe grila etajului separator de ieșire T_2 , care astfel are și rolul de etaj modulator. Oscilatorul de radiofrecvență este cuplat cu etajul separator de ieșire T_2 cu un condensator de 2,2 pF pentru a împiedica o modulație de frecvență a oscilatorului la aplicarea joasei frecvențe. Cu ajutorul potențiometrului de 2 K Ω din emitorul lui T_4 se reglează gradul de modulație. Acest generator poate fi utilizat la alinierea radioreceptoarelor cu modulație de amplitudine și cu modulație de frecvență.

Un generator de radiofrecvență complex realizat cu tranzistoare bipolare este arătat în fig. 5.69.



Acest generator are următoarele caracteristici: domeniul de frecvențe $150 \text{ kHz} \div 23 \text{ MHz}$, împărțit în șase game: $150 \div 375 \text{ kHz}$; $360 \div 900 \text{ kHz}$; $870 \div 2\,100 \text{ kHz}$; $2 \div 5,3 \text{ MHz}$; $5 \div 12,5 \text{ MHz}$; $12 \div 23 \text{ MHz}$, tensiunea maximă la ieșire 100 mV , gradul de modulație maxim este de 50% , fiind obținut fie de la un oscilator intern de 400 Hz , fie din exterior; sursa de alimentare este de 9 V cu un consum de 10 mA . Tensiunea de ieșire a generatorului poate fi reglată atât în trepte, cu ajutorul unui atenuator ($1, 10, 100, 1\,000 \mu\text{V}$), cât și continuu. Această tensiune este obținută cu o precizie de $\pm 30\%$.

Oscilatorul Hartley de radiofrecvență este realizat cu tranzistorul T_1 în montaj bază comună. Circuitul oscilant este format din bobinele $L_1 \text{—} L_6$, condensatorul variabil C_{36} și condensatoarele trimmer $C_1 \text{—} C_6$. Pentru stabilizarea amplitudinii tensiunii generate se utilizează circuitele RC formate din rezistențele $R_5 \text{—} R_{10}$ și condensatoarele $C_7 \text{—} C_{12}$. Tensiunea de radiofrecvență de $0,3 \text{ V}$ luată de pe o priză a bobinei este aplicată unui separator de ieșire format din trei etaje repetoare pe emitor, realizate cu tranzistoarele T_2, T_3, T_4 . Tensiunea de modulație este furnizată de un oscilator Colpitts de audiofrecvență realizat cu tranzistorul T_5 care este urmat de un repetor pe emitor, realizat cu tranzistorul T_6 . Generatorul este prevăzut cu un modulator, realizat cu dioda D_1 . La aplicarea unei tensiuni continue pe diodă de la $+0,2 \text{ V}$ la $+0,4 \text{ V}$ rezistența ei variază liniar de la $1\,700 \Omega$ la 400Ω . Pe diodă se aplică o tensiune continuă de polarizare de $0,2 \text{ V}$ reglată cu potențiometrul R_{20} , o tensiune de audiofrecvență de maximum $0,1 \text{—} 0,15 \text{ V}$, luată din emitorul tranzistorului T_6 prin filtrul $L_{10}C_{31}$ și o tensiune de radiofrecvență de zece ori mai mică luată cu potențiometrul R_{17} , care se află conectat în emitorul tranzistorului T_4 . În acest caz rezistența diodei se va modifica în ritmul tensiunii de audiofrecvență, modulînd astfel în amplitudine semnalul de radiofrecvență obținut pe rezistența de sarcină a diodei R_{35} .

Tensiunea de radiofrecvență se măsoară cu ajutorul voltmetrului electronic (format din diodele D_2, D_3 și instrumentul M_1), conectat la cursorul potențiometrului R_{17} . Tensiunea maximă de radiofrecvență de pe potențiometrul R_{17} trebuie să fie de $0,12 \text{—} 0,15 \text{ V}$. Se reglează valoarea rezistenței R_{22} pentru a obține la ieșirea atenuatorului o tensiune de 1 mV , cursorul potențiometrului R_{35} și comutatorul K_4 fiind în poziția de tensiune maximă. În această situație se reglează rezistența R_4 astfel încît acul instrumentului M_1 să se afle la trei pătrimi de scală și se marchează acest punct. Acesta va corespunde acum unei tensiuni de 1 mV la ieșirea atenuatorului și $0,1 \text{ V}$ la ieșirea directă.

Gradul de modulație se măsoară cu modulometrul electronic conectat la emitorul tranzistorului T_6 și compus din diodele D_4 și D_5 și instrumentul M_2 . Cu ajutorul potențimetrului R_{30} se fixează un grad de modulație de 50%. Valoarea rezistenței R_{45} se reglează astfel încât acul instrumentului M_2 să se afle la trei pătrimi de scală. Se aplică apoi grade de modulație mai mici care se vor marca pe scala instrumentului. Datele constructive ale bobinelor oscilatoarelor de radio și audiofrecvență sînt indicate în tabelul 5.2.

Tabel 5.2

Bobină	Carcasă	Nr. ga- leți	Nr. spire	Conductor	Prizele pe bo- bină numărate de la începu- tul înfășurării	
					prima priză	a doua priză
L_1	Miezul tip CB—1 din ferită 600 HH	3	3×130	Cupru email 0,1	15	30
L_2	Miezul tip CB—1 din ferită 600 HH	2	2×73	Cupru email 0,13	6	10
L_3	Miezul tip CB—1 din ferită 600 HH	2	2×48	Cupru email 0,13	3	6
L_4	Carcasa de la miezul CB—1	3	3×33	Cupru email 0,15	3	7
L_5	Carcasă ceramică 10 mm diametru	—	47	Cupru email 0,15	5	6
L_6	Carcasă ceramică 10 mm diametru	—	18	Cupru email 0,6	3	5
L_7	Miezul tip B—22 din ferită 1 000 HH	—	pînă la umplerea carcasei	Cupru email 0,1	—	—

Acordul bobinelor L_1 — L_4 și L_7 se realizează cu ajutorul miezului de ferită. Acordul bobinelor L_5 și L_6 , bobinate într-un singur strat spiră lîngă spiră, se realizează cu ajutorul unui miez de alamă de 8 mm diametru. Filtrele L_8C_{33} , L_9C_{32} și $L_{10}C_{31}$, se ecranează fiecare separat. Bobinele de șoc la radiofrecvență L_8 , L_9 , L_{10} se bobinează pe un tor de ferită 1 000 HH (tip K $10 \times 4 \times 4,5$) cu conductor de cupru-email de 0,12 mm diametru pînă la umplerea spațiului interior al torului. Oscilatorul de radiofrecvență și dioda modulatorie sînt ecranate într-o cutie confecționată din tablă de duraluminu de 1,5 mm grosime. Atenuatorul este realizat cu rezistențe bobinate ne-inductiv sau cu rezistențe chimice de 0,25 W care au o precizie de 0,5%, fiind ecranat într-o cutie din tablă de cupru.

6. REGLAREA ȘI ETALONAREA GENERATOARELOR

În acest paragraf vor fi prezentate pe scurt, principalele măsurări care se efectuează asupra generatoarelor de audio și radiofrecvență.

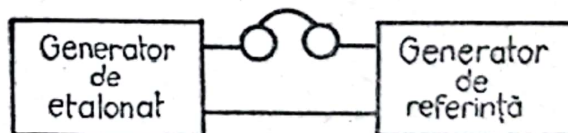
Se verifică, în primul rând, tensiunile sursei de alimentare și punctul static de funcționare al tranzistoarelor prin utilizarea unui voltmetru, care are o rezistență de intrare de minimum $20\text{ k}\Omega/\text{V}$.

Verificarea funcționării oscilatorului se poate face fie cu ajutorul unui voltmetru electronic de radiofrecvență conectat la ieșirea oscilatorului fie cu ajutorul unui miliampermetru montat în colectorul sau drena tranzistorului care, în prezența oscilațiilor, va indica un curent minim (la oscilatoarele cu polarizare automată).

Etalonarea scalei de frecvențe a generatorului poate fi realizată printr-o metodă directă cu ajutorul unui frecvențmetru digital sau prin metode de comparație.

În cazul unui generator de audiofrecvență se pot utiliza metode de comparație, în care se compară frecvența f a generatorului cu frecvența f_0 a unui generator de referință. În fig. 6.1 este prezentată schema-bloc a montajului, în care compararea frecvențelor se face prin controlarea acustică a interferenței celor două frecvențe cu o cască telefonică. Pe acest element de control al interferenței se va aplica un semnal, a cărei frecvență este egală cu diferența celor

Fig. 6.1. Schema bloc a montajului de comparare a frecvențelor prin control acustic.



două frecvențe f și f_0 . Când cele două frecvențe sînt egale, intensitatea sunetului în cască scade la zero, precizia de măsurare obținută fiind de $\pm 0,3\text{ Hz}$.

În locul căștii se poate utiliza un voltmetru de curent alternativ al cărui redresor este folosit ca element neliniar de amestec al acestor frecvențe, la ieșirea lui apărînd printre componentele celor

două tensiuni aplicate și una egală cu diferența frecvențelor acestor tensiuni. Când diferența între frecvențele f și f_0 scade sub 10—15 Hz, acul voltmetrului începe să oscileze puternic. La micșorarea în continuare a acestei diferențe, oscilațiile devin din ce în ce mai

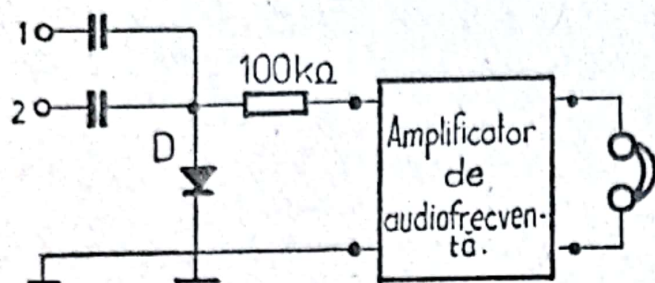


Fig. 6.2. Montaj de măsurare a frecvenței prin heterodinare.

lente și încetează în momentul în care cele două frecvențe sînt egale. Precizia generatorului etalonat va fi cu un ordin de mărime inferioară preciziei generatorului de referință.

La un generator de radiofrecvență ca metodă de comparație se poate utiliza metoda frecvențmetrului heterodină.

În lipsa unui frecvențmetru heterodină se poate utiliza montajul de heterodinare din fig. 6.2.

Se aplică între borna 1 și masă semnalul de frecvență f al generatorului de etalonat, iar între borna 2 și masă un semnal de frecvență f_0 cunoscută, luat de la un generator de radiofrecvență de laborator, considerat ca generator de referință. Datorită caracteristicii neliniare a diodei se va obține o heterodinare a acestor semnale, astfel încît la ieșire va rezulta un spectru bogat de frecvențe care conține și diferența celor două frecvențe f și f_0 . Dacă la ieșirea amplificatorului de audiofrecvență se conectează o cască telefonică, la o diferență de 1 kHz între cele două frecvențe se va auzi în cască un ton corespunzător. Ca amplificator de audiofrecvență se

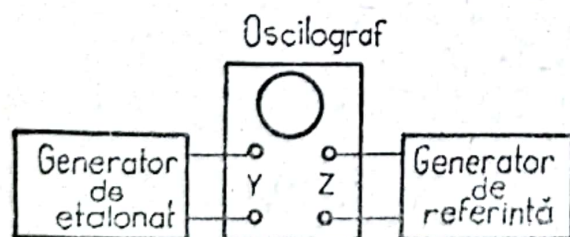


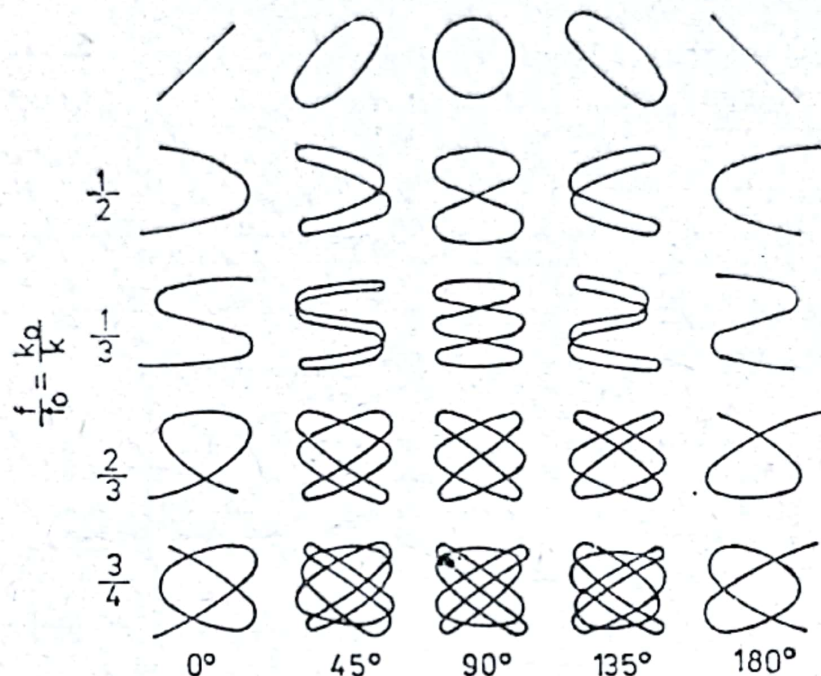
Fig. 6.3. Schema bloc a montajului de măsurare a frecvenței prin metoda figurilor Lissajous.

poate utiliza amplificatorul de joasă frecvență al unui radioreceptor, conectînd dioda la bobinele de picup ale acestuia.

O altă metodă de comparație valabilă atît pentru generatoarele de audiofrecvență cît și pentru cele de radiofrecvență este metoda figurilor Lissajous.

Schema-bloc a montajului de măsurare prin metoda figurilor Lissajous este arătată în figura 6.3.

Pentru diverse rapoarte, între cele două frecvențe f și f_0 , pe ecranul oscilatorului vor apărea figuri Lissajous, ca în fig. 6.4.



Defazajul între cele două semnale
Fig. 6.4. Figuri Lissajous.

Între frecvențele f și f_0 și punctele de tangență pe verticală și orizontală ale acestor figuri există relația:

$$\frac{f}{f_0} = \frac{K_0}{K} \quad (6.1)$$

unde K_0 este numărul de puncte de tangență pe orizontală, iar K — numărul de puncte de tangență pe verticală.

Etalonarea modulometrului se realizează aplicînd semnalul modulat la intrarea amplificatorului de reflexie pe verticală al unui osciloscop și reglînd frecvența bazei de timp astfel încît pe ecranul lui să se obțină o imagine stabilă ca în fig. 6.5.

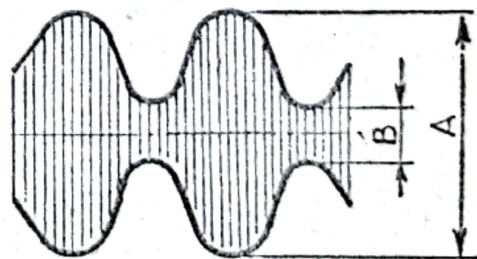


Fig. 6.5. Măsurarea gradului de modulație.

Dacă se măsoară distanțele A și B , gradul de modulație se poate calcula cu relația:

$$m = \frac{A - B}{A + B} \quad (6.2)$$

Pentru etalonarea voltmetrului electronic al generatorului se conectează la ieșirea acestuia un voltmetru electronic etalon. Se va regla valoarea rezistenței montată în serie cu instrumentul astfel încât indicația lui maximă să corespundă tensiunii maxime de ieșire. Se va conecta apoi la ieșirea generatorului un milivoltmetru electronic pentru verificarea calibrării atenuatorului.

Rezistența de ieșire a generatorului se poate măsura prin metoda rezistenței adiționale ca în fig. 6.6. Cu ajutorul unui voltmetru de

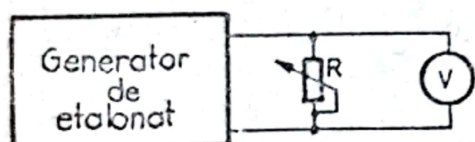


Fig. 6.6. Măsurarea rezistenței de ieșire a generatorului prin metoda rezistenței adiționale.

curent alternativ se măsoară tensiunea în gol U_1 ; se conectează apoi rezistența variabilă R , a cărei valoare se reglează pînă la obținerea unei tensiuni $U_2 = \frac{U_1}{2}$; în acest moment valoarea rezistenței R este egală cu rezistența de ieșire a generatorului.

Coeficientul de distorsiuni al semnalului de ieșire se poate măsura cu ajutorul unui distorsiometru cu citire directă, cu un voltmetru selectiv de mare sensibilitate sau cu un analizor de spectru de frecvențe. Distorsiometrul se conectează la ieșirea generatorului și se reglează valoarea impedanței sale de intrare la o valoare egală cu impedanța de ieșire a generatorului.

Verificarea stabilității frecvenței la variații de temperatură se face prin introducerea generatorului într-o incintă în care se poate varia temperatura și se măsoară deviația de frecvență pe grad Celsius.

Aparatele electronice de măsurare utilizate în aceste etalonări trebuie să aibă o clasă de precizie cu un ordin de mărime mai mare decît cea a generatorului.

Pentru verificarea metrologică a generatoarelor de audiofrecvență se recomandă consultarea instrucțiunii 186-64 a D.G.M.S.I. (Oficiul de Stat pentru Metrologie), iar pentru cele de radiofrecvență instrucțiunea 179-63 a D.G.M.S.I.

Bibliografie

1. Băjeu, G., Stancu, Gh. — *Generatoare de audiofrecvență*, București, Editura tehnică, 1969.
2. Băjeu, G., Stancu, Gh. — *Generatoare de radiofrecvență*, București, Editura tehnică, 1972.
3. Statnic, E. ș.a. — *Circuite cu tranzistoare în telecomunicații*, București, Editura tehnică, 1963.
4. Felea, I. ș.a. — *Circuite cu tranzistoare în industrie*, București, Editura tehnică, 1963.
5. Vătășescu, A. ș.a. — *Circuite cu semiconductoare în industrie. Amplificatoare și oscilatoare*, București, Editura tehnică, 1971.
6. Nicolau, E., Beliş, M. — *Măsurări electrice și electronice*, București, Editura didactică și pedagogică, 1972.
7. Kulikovski, A. A. — *Indreptar de radioelectronică*, București, Editura tehnică, 1963.
8. Galperin, B. S. — *Neprovolocinîe Soprotivlenia*, Moskva, Gosenergoizdat, 1958.
9. Philips Data Handbook, Fixed resistors, 1976.
10. Siemens — *Widerstände*, Datenbuch, 1975.
11. Dummer — *Fixed resistors*, Bath, Pitman Press, 1956.
12. Philips Data Handbook, Soft ferrites, 1975.
13. Siemens — *Soft — magnetic SIFERRIT*, Data book, 1975.
14. *Catalog de ferite* — Fabrica de ferite Urziceni.
15. Meinke, H., Gundlach, F. W. — *Taschenbuch der Hochfrequenztechnik*, Berlin, Springer — Verlag, 1962.
16. Gottlieb, I. M. — *Basic oscillators*, New York, Rider, 1963.
17. Cassagnol, E. J. — *Théorie et pratique des circuits à semiconducteurs*, vol. II, Eindhoven, Bibliothèque Philips, 1966.
18. Petitclerc, A. — *Théorie et pratique des circuits à transistors*, Paris, Dunod, 1966.
19. Shea, R. F. — *Transistor circuit engineering*, New York, Wiley, 1958.
20. Gillie, A. C. — *Principles of electron devices*, New York, McGraw-Hill, 1962.
21. Schilling, D. L., Belove, Ch. — *Electronic circuits: discrete and integrated*, New York, McGraw-Hill, 1968.
22. Manasse, F. K., Ekiss, J. A., Gray, Ch. R. — *Modern Transistor Electronics Analysis and Design*, Englewood Cliffs, 1967, Prentice Hall.
23. Millman, J., Halkias, C. — *Integrated electronics: analog and digital circuits and systems*, New York, McGraw-Hill, 1972.
24. Siemens — *Heissleiter*, Datenbuch 1975/76.
25. Bulucea, C., ș.a. — *Circuite integrate liniare*, București, Editura tehnică, 1975.

26. Herşcovici, H. — *Circuite integrate în aparatura de automatizare*, Bucureşti, Editura tehnică, 1976.
27. Graeme, J., Tobey, G., Huelsman, L. — *Operational amplifiers. Design and Applications*, New-York, McGraw-Hill, 1971.
28. Graeme, J. — *Applications of Operational Amplifiers*, New-York, McGraw-Hill, 1973.
29. Hnatek, E. — *Applications of Linear Integrated Circuits*, New-York, Wiley, 1975.
30. Eimbinder, J. — *FET Applications Handbook*, Blue Ridge Summit, TAB Books, 1968.
31. Turner, R. P. — *FET Circuits*, Slough, Foulsham — Sams, 1968.
32. Micolet, R. — *Caractérisation et utilisation des amplificateurs opérationnels — principes de base*. Note d'application technique nr. 56 — LA089, Sept., 1969, Sescosem, Paris.
33. *Linear integrated circuits. Data book*. Fairchild Semiconductor, 1976.
34. *Linear applications*, National, 1972.
35. Burr-Brown, 1976, Catalog.
36. Vanneuville, R. — *Oscillateurs RC a transistors*. In: *Toute la Radio*, nr. 241, 1959, p. 484.
37. Schweigert, H. — *Oszillatoren mit RC — Netzwerken (RC — Generatoren)*. In: *Funktechnik*, nr. 20, 1967, p. 795; nr. 21, 1967, p. 832; nr. 22, 1967, p. 867; nr. 23, 1967, p. 904; nr. 24, 1967, p. 945; nr. 1, 1968, p. 32; nr. 2, 1968, p. 68; nr. 3, 1968, p. 104; nr. 4, 1968, p. 140.
38. Hooper, D. E., Jackets, A. E. — *Current Derived Resistance — Capacitance Oscillators Using Junction Transistors*. In: *Electronic Engineering*, nr. 342, 1956, p. 333.
39. Narasimha, Rao, V. V., Ramachandra, Rao, B. — *Transistorized Phase-Shift Oscillator*. In: *Electronic Engineering* nr. 427, 1963, p. 615.
40. Locke, W. M., Moore, V. W., Happ, W. W. — *A new analysis of the Transistor Phase — Shift Oscillator*. In: *The Radio and electronic engineer*, vol. 25, nr. 2, Febr., 1963, p. 145.
41. Butler, F. — *Transistorized Wien Bridge Oscillator*. In: *Wireless World*, Aug., 1960, p. 386.
42. Hedga, L. B. — *Extended Range Audio Oscillator*. In: *Radioelectronics*, nr. 12, 1957, p. 36.
43. Keller, H. — *Transistorbestückter Sinusgenerator für den Frequenzbereich 10 Hz bis 10 MHz*. In: *Radioschau* nr. 9, 1963, p. 389.
44. Scott, C. — *Transistor RC — Oscillators, Current Dual of the Wien Network*. In: *Wireless World*, Febr., 1962, p. 91.
45. Giddy, J. H. — *Transistor Wien Bridge Oscillators for 20c/s to 300 kc/s*. In: *Mullard Technical Communications*, vol. 7, nr. 64, 1963, p. 102.
46. Clarke, K. K. — *Wien Bridge Oscillator Design*. In: *Proceedings of the I.R.E.*, vol. 4, nr. 2, 1953, p. 246.
47. Leyland, R. — *Générateur RC transistorisé à régulation par thermistance*. In: *Toute l'Electronique*, nr. 306, 1966, p. 237.
48. Wolf, R. — *Eigenschaften und Anwendungen passiver RC — Netzwerke*. In: *Radio und fernsehen elektronik*, nr. 12, 1973, p. 384.
49. Guetin, P. — *Un générateur RC à hautes performances*. In: *Toute l'Electronique*, nr. 319, 1967, p. 397.
50. Grumbach, A. — *Réalisation d'un générateur basse fréquence transistorisé*. In: *L'Onde électrique*, nr. 500, 1968, p. 1 009.

51. Williams, P. — Wien Oscillators. In: *Wireless World*, Nov., 1971, p. 541.
52. Sohrabji, N. — *Filters and Oscillators Using Junction Transistors*. In: *Electronic Engineering*, nr. 358, 1957, p. 606.
53. Maynard, F. — *Twin — T Oscillators, Design and Applications*. In: *Electronics World*, nr. 5, May, 1963, p. 40.
54. Maynard, F. — *Twin -T Oscillators for Electronic Musical Instruments*. In: *Electronics World*, nr. 5, May, 1964, p. 36.
55. Maynard, F. — *Twin T's: Design and Applications*. In: *Electronics World*, nr. 2, Aug., 1968, p. 35.
56. Emms, E. T. — *A Novel Single Transistor Oscillator*. In: *Electronic Engineering*, nr. 390, 1960, p. 506.
57. Mehta, V. B. — *Comparison of RC networks for frequency stability in oscillators*. In: *Proc. IEE*, nr. 2, Febr., 1965, p. 296.
58. Shaul, J. M. — *Don't pay too much for stability in oscillators*. In: *Electronic design*, nr. 25, 1966, p. 88.
59. Molyneux, L. — *Op amp sine wave oscillator uses diode for stability*. In: *Electronics*, nr. 6, March, 1969, p. 97.
60. Hileman, D. — *Common silicon diodes stabilize oscillator*. In: *Electronics*, nr. 1, Jan., 1975, p. 111.
61. Caffin, R. N. — *Simple low distortion Wien bridge oscillator*. In: *Electronic Engineering*, nr. 572, 1975, p. 13.
62. Panico, J. J. — *FET stabilizes amplitude of Wien bridge oscillator*. In: *Electronics*, nr. 20, Oct., 1966, p. 107.
63. *Oscillateur en pont de Wien*. In: *Toute l'Electronique*, nr. 373, 1973, p. 16.
64. Graeme, J. — *AGC provides 0,1% amplitude stability for Wien — bridge oscillator*. In: *Electronic design*, nr. 11, 1975, p. 94.
65. Ritchie, C. C., Young, R. W. — *The Design of Biased Diode Function Generators*. In: *Electronic Engineering*, nr. 376, 1959, p. 347.
66. Lelen, J. — *Un générateur de jonctions B.F.* In: *Toute l'Electronique*, nr. 320, 1967, p. 499.
67. Rostaing, P. — *Générateur de fonction à diodes*. In: *Interélectronique*, nr. 6, 1969, p. 37.
68. Bello, V. G. — *Design of a Diode Function Generator Using the Diode Equation and Iteration*. In: *IEEE Transactions on circuit theory*, CT-19, nr. 2, March, 1972, p. 213.
69. Grebene, A. B. — *Generate waveforms with a single IC*. In: *Electronic design*, nr. 19, 1974, p. 132.
70. Schreiber, H. — *Etude expérimentale et applications du générateur de fonctions intégré*. In: *Electronique industrielle*, nr. 183, 1974, p. 93.
71. Băjeu, G. — *Design transistor oscillators*. In: *Electronic Design*, nr. 8, 1976, p. 98.
72. Băjeu, G. — *Radio-frequency LC oscillators*. In: *Electronic Engineering*, nr. 597, Oct., 1977, p. 59.
73. Pridham, G. J. — *Analysis of Feedback Oscillators*. In: *Electronic Engineering*, nr. 483, 1968, p. 285.
74. Palenschat, F. — *Design RF Oscillators from Transistor Data Sheets*. In: *Electronic Design*, nr. 20, 1974, p. 70.
75. Wen-Hsiung Ko — *Designing Tunnel Diode Oscillators*. In: *Electronics*, nr. 6, Febr., 1961, p. 68.
76. Gottlieb, E., Giorgis, J. — *Tunnel Diodes — Using Them as Sinusoidal Generators*. In: *Electronics*, nr. 24, June, 1963, p. 36.
77. Goriunov, N., Exler, A. — *Usiliteli i gheneratori sinusoidalnih kolebanii na tunelnih diodah*. In: *Radio*, nr. 1, 1965, p. 35.

78. Aršinov, S. *Temperaturnaia kompensaciia sobstvenoi ceastoti conturov*. In: Radio: nr. 10, 1953, p. 36, nr. 12, 1953, p. 32.
79. Tong, D. A. — *Temperature Stabilization of Oscillators*. In: Wireless World, Jan., 1972, p. 41.
80. Adams, K. H., Stearn, A. E. — *A Variable Semiconductor Capacitor*. In: Electronic Engineering, nr. 417, 1962, p. 733.
81. Chaille, A. — *Commande d'accord par diode „Varicap“*. In: Toute l'Electronique, nr. 299, 1965, p. 389.
82. Carrol, I. — *Variable — Capacitance Diodes*. In: Electronics World, nr. 1, July, 1969, p. 38.
83. Brady, M. M. — *Select varactors for voltage tuning*. In: Electronic Design, nr. 12, 1967, p. 72.
84. Matistic, A. S. — *Quartz crystal timing accuracy*. In: Electronic Design, nr. 2, 1976, p. 74.
85. McDermott, J. — *Focus on Crystals for Frequency Control*. In: Electronic Design, nr. 14, 1976, p. 40.
86. Awender, H., Ludloff, A. — *Über Transistoroszillatoren mit Quarzsteuerung*. In: Elektronische Rundschau, nr. 3, 1958, p. 75.
87. Chow, W. F. — *Crystal Controlled High Frequency Transistor Oscillators*. In: Semiconductor Products, Sept., 1959, p. 21.
88. Baxandall, P. J. — *Transistor Crystal Oscillators*. In: The Radio and Electronic Engineer, nr. 4, April, 1965, p. 229.
89. Watters, R. L. — *Tunnel Diodes Control Quartz — Crystal Chronometer*. In: Electronics, nr. 39, 1961, p. 129.
90. Gottlieb, E. — *Tunnel — Diode Oscillators*. In: Electronic Design, nr. 5, 1963, p. 68.
91. Luettgenu, G. G., Barnes, S. H. — *Designing with low — noise MOSFETS*. In: Electronics, nr. 31, 1964, p. 53.
92. Bozic, S. M. — *Temperature compensation of frequency in crystal oscillators using varactor diodes*. In: Electronic Engineering, nr. 490, 1968, p. 670.
93. *Simple Transistor Oscillator*. In: Transistor Manual. General Electric, 1964, p. 206.
94. *Oscillateurs pour équipements électroniques*. In: Interélectronique, nr. 4, 1969, p. 66.
95. Carpenter, A. — *Two tone generator*. In: Practical Wireless Sept., 1970, p. 34.
96. Dunabla, F. — *Applications pratiques des transistors à effet de champ*. In: Toute l'Electronique, nr. 315, 1967, p. 166.
97. *Générateur RC de signaux sinusoidaux*. In: Toute l'Electronique, nr. 394, 1974, p. 87.
98. Smilde, J. — *Générateur B.F. sinusoidal et rectangulaire*. In: Toute l'Electronique, nr. 350, 1970, p. 474.
99. Ebersmann, H. — *Ein Sinus-Rechteck-Generator mit digitaler Frequenzeinstellung*. In: Radio Elektronik Schau, nr. 1, 1971, p. 34.
100. Siemens Halbleiter, *Schaltbeispiele*, 1965, p. 38.
101. Chaillé, A. — *Générateur de signaux sinusoidaux, rectangulaires et dents de scie*. In: Toute l'Electronique nr. 333, 1969, p. 71.
102. Krause, V. R. — *F.E.T. audio oscillator*. In: Wireless World, Sept., 1971, p. 427.
103. Thomas, L. D. — *Wien bridge oscillator*. In: Wireless World, June, 1972, p. 275.
104. Cheek, R. C. — *Un générateur B.F. d'essai très simple*. In: Toute l'Electronique, nr. 317, 1967, p. 335.

105. Mournal, L. — *Feedback loop stabilizes FET oscillator*. In: Electronics, nr. 18, Sept., 1967, p. 97.
106. Graeme, J. — *Triangle wave circuit has wide range controls*. In: EDN/EEE, nr. 7, April, 1972, p. 50.
107. Damaye, R. — *Réalisation d'un générateur de fonctions*. In: Toute l'Electronique, nr. 422, 1977, p. 43.
108. Keay, C. — *Op — amp summer modifies VCO chip for clean sine-wave operation*. In: Electronic Design, nr. 9, 1973, p. 140.
109. Declercq, Michael — *Low — distortion triangle to sine conversion*. In: Electronic Engineering, nr. 547, 1973, p. 19.
110. Blakeslee, D. — *A Simple Function Generator*. In: QST, nr. 9, 1972, p. 11.
111. *Multi-Tongenerator*. In: Elektor, nr. 4, 1973, p. 26.
112. *20 MHz Power oscillator* — Texas Instruments. Solid State Communications, McGraw-Hill, New-York, 1966, p. 300.
113. *The Radio Amateur's Handbook*. The American Radio Relay League, 1970.
114. Prosser, T. M. — *FET's produce stable oscillators*. In: Electronics, nr. 20, Oct., 1966, p. 102.
115. Brown, N. H. — *MOSFET stabilizes oscillator's output*. In: Electronics, nr. 3, Febr., 1969, p. 80.
116. *A Tunnel Diode Oscillator*. In: Radioelectronics, Sept., 1960, p. 40.
117. Rhode, U. — *Crystal oscillator provides low noise*. In: Electronic Design, nr. 21, 1975, p. 98.
118. Gibbs, L. V. — *Overtone oscillator*. In: Wireless World, April, 1972, p. 186.
119. Diefenbach, W. W. — *Générateur d'étalonnage a quartz de 100 KHz*. In: Toute l'Electronique, nr. 373, 1973, p. 62.
120. *Quarzoszillatoren*. In: Funkschau, nr. 14, 1972.
121. Tooker, F. H. — *FET Sine-Wave Crystal Oscillators*. In: Electronics World, nr. 6, June, 1969, p. 33.
122. *Réalisation d'un générateur de fréquences étalon*. In: Toute l'Electronique, nr. 378, 1973, p. 51.
123. King, T. — *Stable crystal oscillator works overwide supply range*. In: Electronics, nr. 13, June, 1973, p. 112.
124. Cleary, J. F., Gottlieb, E. — *Tiny tone-modulated R/C transmitter has 75 — foot range*. In: Radioelectronics, June, 1963, p. 37.
125. Blakeslee, D. — *Double standards*. In: QST, nr. 4, April, 1972, p. 13.
126. *GIR na tranzistore*. In: Radio, nr. 1, 1963, p. 58.
127. *Détecteurs de proximité à circuit intégré*. In: Electronique industrielle, nr. 188, 1974, p. 83.
128. *Générateur de signaux sur 10,7 MHz*. In: Le Haut Parleur, nr. 1396, 1973, p. 193.
129. Venquier, M. — *Un générateur H.F. modulé*. In: Toute l'Electronique, nr. 403, 1975, p. 61.
130. Kovalev, A. — *Signal generator*. In: Radio, nr. 1, 1971, p. 38.

SISTEMUL DE 7 SERII ȘI COLECȚII ÎN AUTOMATICĂ-INFORMATICĂ ELECTRONICĂ-MANAGEMENT

I. SERIA „BIBLIOTECA DE AUTOMATICĂ-INFORMATICĂ-ELECTRONICĂ-MANAGEMENT”

- Teme cuprinzătoare, reprezentative
- Formalism matematic cu expunere concisă, riguroasă, dar accesibilă
- Traduceri de mare notorietate
- Lucrări originale ale profesorilor, cercetătorilor, specialiștilor români de prestigiu
- Abordarea multidisciplinară

II. SERIA PRACTICĂ (Automatică-Informatică-Electronică-Management)

- Tematici teoretico-aplicative
- Situații tipice în proiectare, tehnologie
- Material tabelar și grafic
- Îndrumar al activității după criterii metodice și eficiente

III. SERIA ÎNȚIERE (Automatică-Informatică-Electronică-Management)

- Informare-instruire, în domenii noi ce depășesc pregătirea clasică
- Introduceri adresate specialiștilor; un ciclu separat de ABC-uri pentru cadre medii sau nespecialiști
- Tratare sugestivă, cu aparat matematic accesibil

IV. SERIA CONTINUĂ AUTOMATICĂ-MANAGEMENT CALCULATOARE (AMC)

- Reflectarea evenimentelor vieții tehnico-științifice: congrese, manifestări internaționale etc.
- Cicluri de instruire
- Articole de sinteză, originale și traduse, teme cu dezvoltare explozivă
- Abordarea sistematică a celor trei domenii tematice
- Articole cu bibliografii ample, indexabile multiplu
- Auxiliar prețios în pregătirea de cultură tehnică modernă

V. COLECȚIA AUTOMATICĂ-INFORMATICĂ

- Monografii succinte
- Documentare adâncită, variată
- Teme conturate
- Instrumente de lucru

VI. SERIA ELECTRONICĂ APLICATIVĂ

- Profil similar cu colecția anterioară

VII. COLECȚIA „RADIO ȘI TELEVIZIUNE”

- Cărți cu volum mic, în tiraj de masă, pentru radioamatori, constructori, automatiști și ciberneticieni

În lucrare se prezintă parametrii principali ai generatoarelor de audio și radiofrecvență și metodele de obținere a performanțelor acestora.

Se tratează diferitele tipuri de generatoare dându-se metode de calcul, unele dintre ele originale, ale părților componente. Se descriu apoi scheme de oscilatoare și generatoare realizate cu tranzistoare bipolare, cu efect de cimp, cu amplificatoare operaționale integrate și cu diode tunel și se indică metode de etalonare și verificare a generatoarelor.

Lucrarea se adresează inginerilor și tehnicienilor care se ocupă de proiectarea și exploatarea acestor generatoare.

În seria „Electronica aplicată” vor apărea:

*I. Marghescu,
Gh. Bădescu*

Transmiterea discretă a semnalelor

*I. Dragu,
N. Iosif*

Dispozitive videocaptoare și videoreproductoare

*O. Radu,
Gh. Săndulescu*

Filtre numerice

Lei: 11,50



Editura tehnică